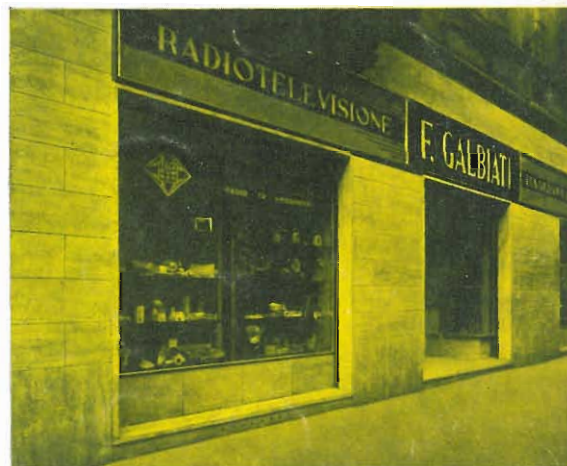
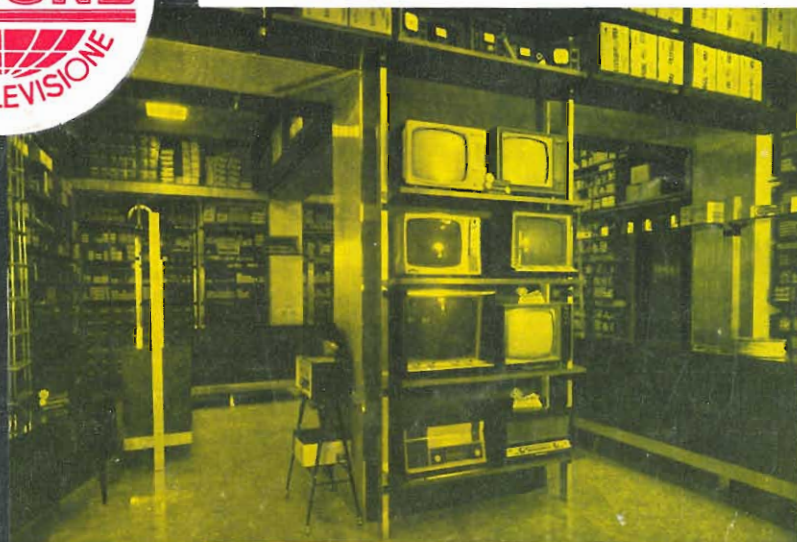
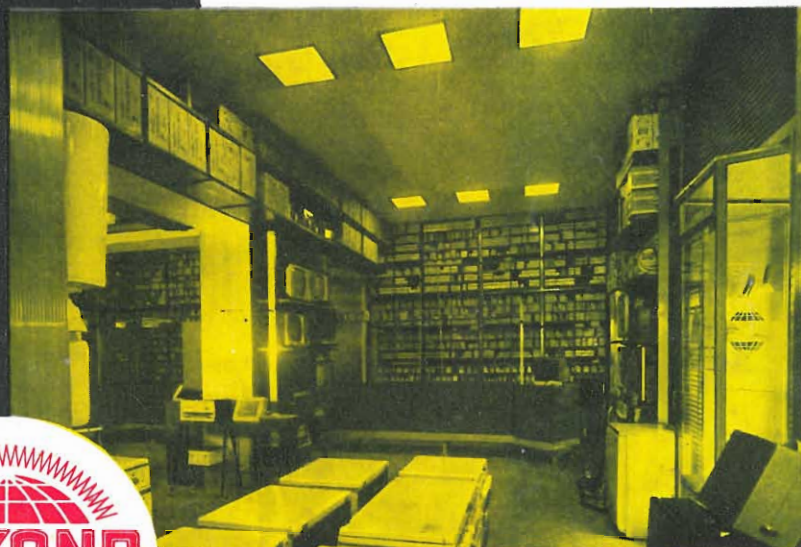
TV
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
l'antenna
Anno XXXV - Febbraio 1963
NUMERO
2
LIRE 350

VASTO ASSORTIMENTO PRODOTTI **PHILIPS**

componenti per
ELETTRONICA e RADIO-TV
RICAMBI

DOMANI

OGGI

IERI

richiedete il
CATALOGO GENERALE
e i LISTINI

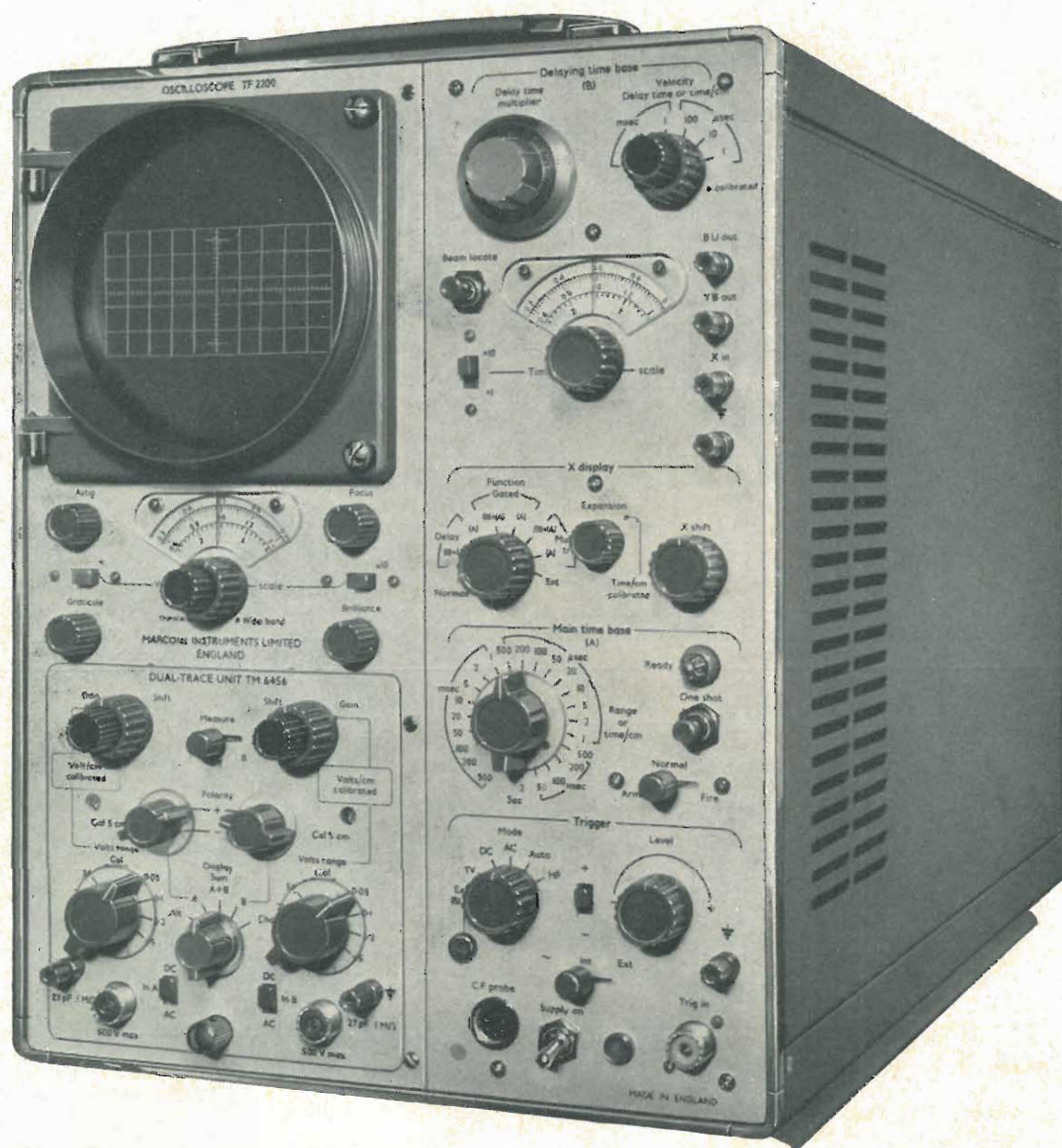
MILANO • BRESCIA • MANTOVA • VARESE • GENOVA • FIRENZE

MELCHIONI S.p.A.

Via Friuli, 15 - MILANO - Tel. 57.94 - int. 39 - 48

A. Bellini

IL NUOVO OSCILLOSCOPIO

TF 2200

SEGNA L'INIZIO DI UNA NUOVA SERIE

TC2121

NUOVO MODELLO 20.000 Ω V
CON DISPOSITIVO DI PROTEZIONE

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Sede
Via Col di Lana, 36
Telefono 41.02

MILANO - Filiale
Via Cosimo del Fante 14
Telefono 833.371

Rappresentanti

GENOVA
CREMONESI CARLO
Corso Europa, 58 r
Telefono 31.81.51

FIRENZE
Dott. DALL'OLIO ENZO
Via Venezia, 10
Telefono 58.84.31

NAPOLI
TERMOELETTRICA
di Greco Gaetano e
Russo Giuseppe
Via S. Antonio Abate, 268/71
Telefono 22.52.44

BARI
BENTIVOGLIO FILIPPO
Via Calefati, 34
Telefono 10.470

PALERMO
LUX RADIO
di Barba Ettore
Via R. Pilo, 28
Telefono 13.385

CAGLIARI
Rag. MEREIJ MOURIN GINO
Via XX Settembre, 78
Telefono 53.93

ROMA
Ing. GUIDO MARESCA
Via Riboty, 22
Telefono 393.134

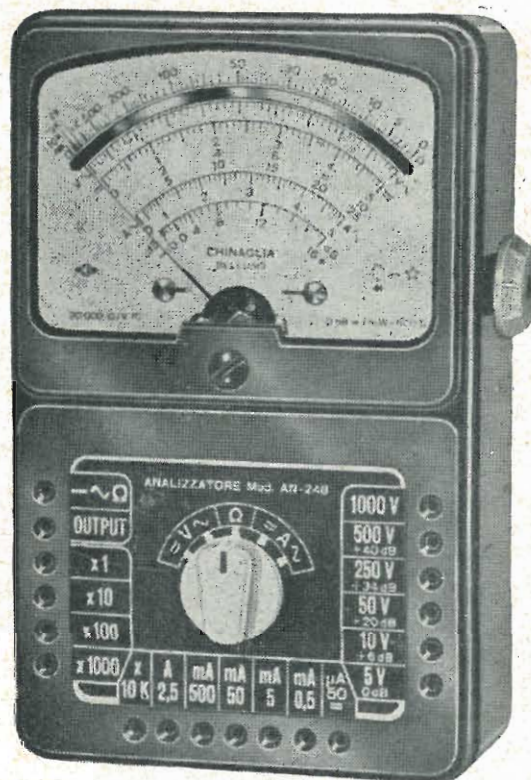
CARATTERISTICHE PRINCIPALI

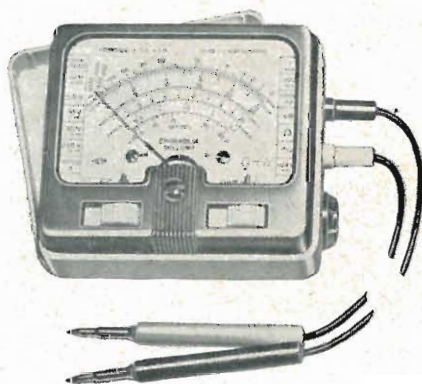
- Scatola e pannello INDEFORMABILI, RESISTENTI AGLI ACIDI ED AL CALORE
- Quadrante a specchio con cinque scale a colori.
- Cambio pila dall'esterno, SENZA APRIRE L'APPARECCHIO.
- Portate amperometriche anche in CORRENTE ALTERNATA
- Portate ohmmetriche DA 1 A 100 Mohm CON ALIMENTAZIONE a PILE INTERNE
- Commutatore rotante speciale per le inserzioni VA - cc. - ca. - Ohm
- Sensibilità 20.000 Ω per V, sia in cc. che in ca.
- DISPOSITIVO di PROTEZIONE CONTRO SOVRACCARICHI per ERRATE INSERZIONI

MISURE

V cc.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
V ca.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
A cc.	50 µA - 0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
A ca.	0.5 - 5 - 50 - 500 mA - 2.5 A
V B.F.	5 - 10 - 50 - 250 - 500 - 1000 V
Ω	10.000 - 100.000 Ω - 1 - 10 - 100 MΩ
dB	— 10 + 62 dB

38 PORTATE

A richiesta puntale AT - 248 per estendere le portate dal volmetro fino a 25 KV.

Mod. AN 248
Dimensioni mm. 150×95×50

MICROTESTER 310
10.000 Ω V

Dimensioni mm. 95×84×48

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE 106

Dimensioni mm. 125×195×100

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

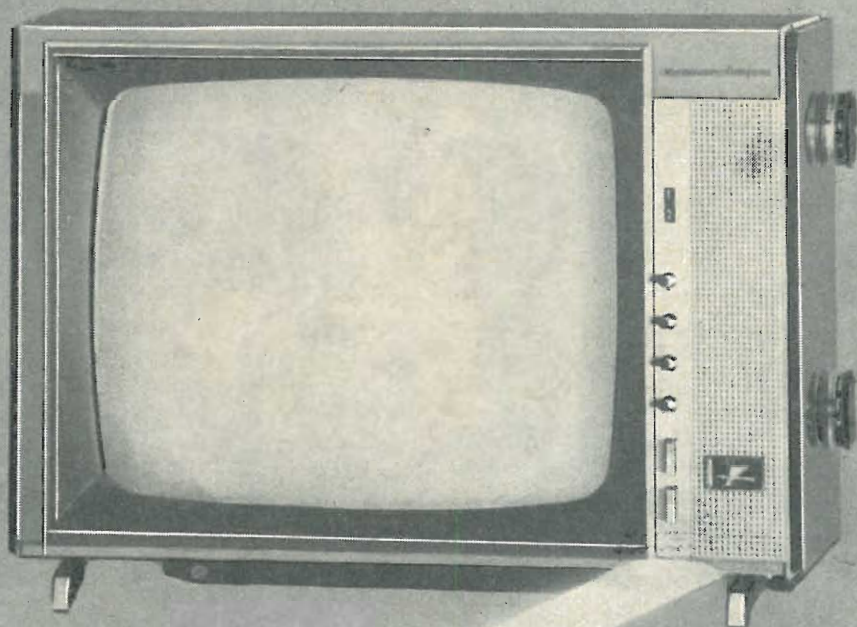
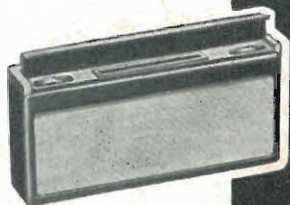
Dimensioni mm. 195×125×95

PROVAVALVOLE Mod. 560

per i tipi americani - europei subminiatura - cinescopi diodi.

Dimensioni mm. 245×305×115

videotak Condor

un raggio
luminoso
cambia
il programma
regola
il volume
a
distanza

scienza e tecnica a garanzia della qualità e della durata

TELEFUNKEN

CONTINUA IL

concorso quadrifoglio d'oro

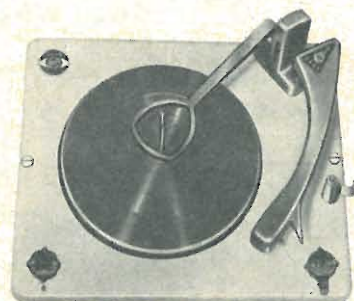
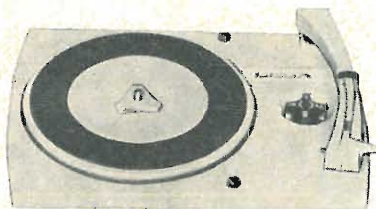
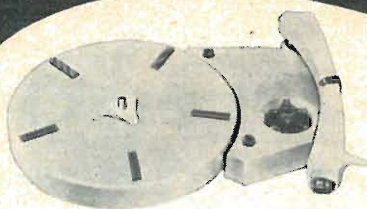
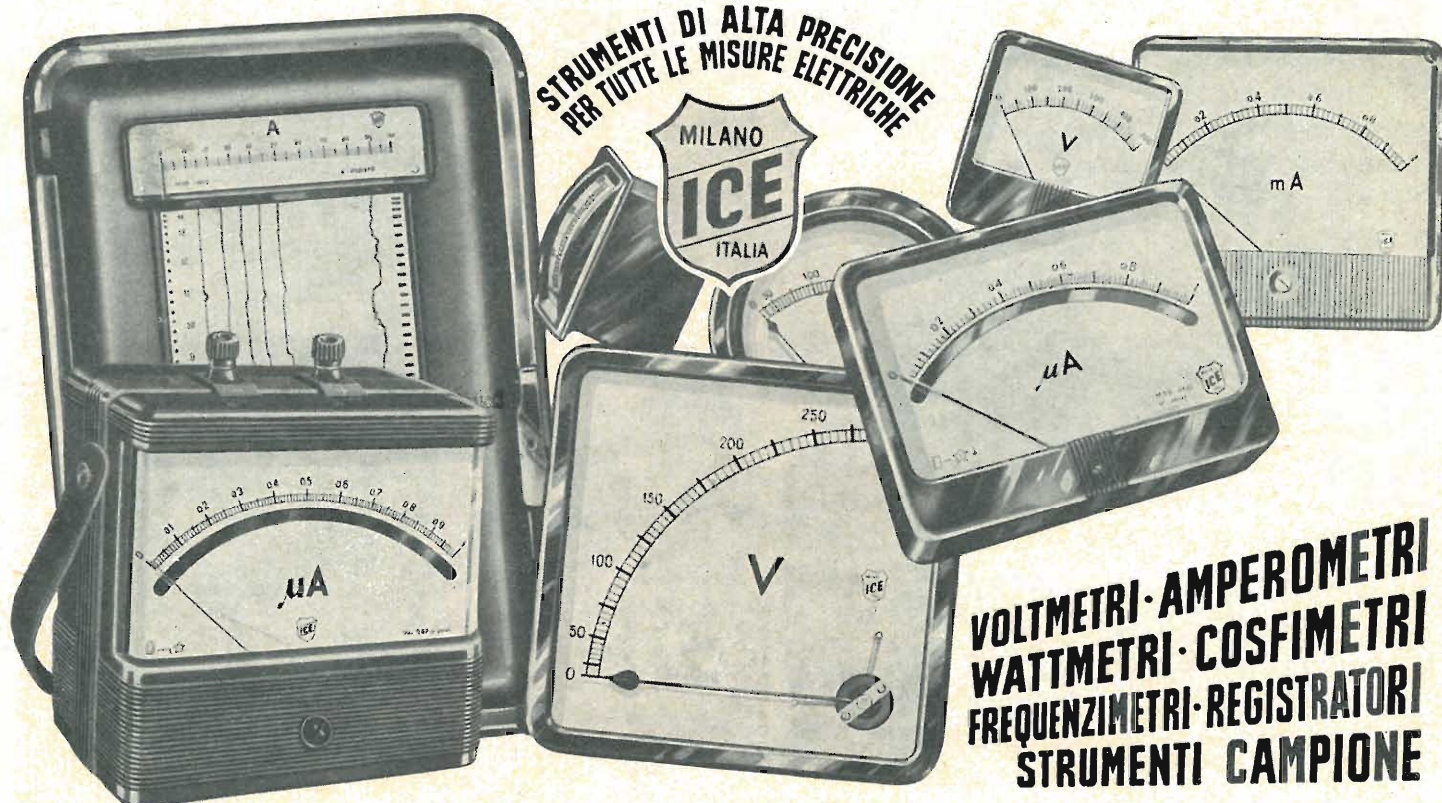
PREMI PER 100 MILIONI

Per partecipare al concorso del **quadrifoglio d'oro** basta acquistare un apparecchio **TELEFUNKEN** dal valore di L. 29.000 in su.

TELE FUN KEN

LESA

per l'industria:

GIRADISCHI
CAMBIADISCHI
POTENZIOMETRI
MACCHINARIO ELETTRICO

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S. p. A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO
LESA OF AMERICA CORPORATION 32-17 61 st STREET - WOODSIDE 77 - N. Y. - U. S. A.
LESA DEUTSCHLAND G. m. b. H. - UNTERMAINKAI 82 - FRANKFURT a/M - DEUTSCHLAND

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

ANNO XXXV

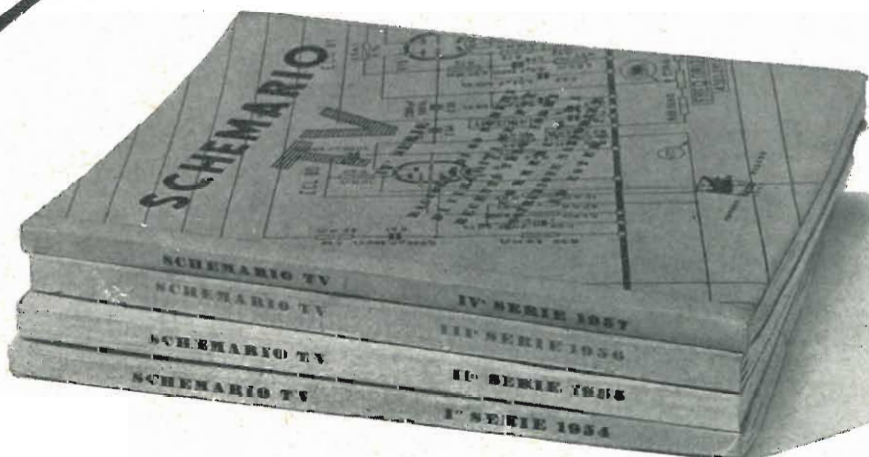
FEBBRAIO 1963 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

2

dott. ing. Alessandro Banfi

La rivoluzione dello stato solido

Pur essendo già note da molto tempo parecchie proprietà fisiche dei semiconduttori, quando nel 1948 i tre scienziati americani inventarono il transistore, non immaginarono certamente la rivoluzione che a breve scadenza si sarebbe scatenata nel dominio dell' elettricità, non proprio per l'impiego specifico del transistore, ma per l'influsso della nuova tecnica dello " stato solido."
Sotto tale nome passano tutte le innumerevoli applicazioni dei semiconduttori, siano essi dei diodi, controllati o meno (zener, esaki, varactor, raddrizzatori, ecc.) o transistori dei vari tipi oggi conosciuti.
E non si pensi che la parola " rivoluzione " sia impropria o per lo meno esagerata. Niente affatto: è stata proprio una rivoluzione che ha investito non solo l'elettronica, ma la stessa elettrotecnica delle correnti forti.
La classica suddivisione tecnica fra " corrente continua " e " corrente alternata " intesa come campo applicativo, sta per attenuarsi grandemente. La tecnica delle correnti alternate che da anni aveva preso il sopravvento per ragioni pratiche, a quella delle correnti continue sta per cedere di nuovo il passo a queste ultime.
Si parla già di generazione, trasformazione, trasporto ed utilizzazione di energia elettrica " continua ", impiegando generatori, mutatori, motori provvisti di speciali diodi controllati.
I vantaggi che se ne ritrarranno sono evidenti e notevoli: rendimenti migliorati, scomparsa di sfasamenti fra corrente e tensione e relativo fattore di potenza, maggiore efficienza dei motori a corrente continua.
Un vero e proprio ridimensionamento dell' elettrotecnica classica.
I nuovi problemi che sono sorti così nel settore elettrotecnico sono, come si può immaginare, della massima importanza e se ne occupano oggi i tecnici più autorevoli. Basta infatti pensare al motore a c. c. privo del classico collettore a spazzole, sostituito da un complesso di diodi controllati, al silicio; teleruttori e relé pure sostituiti da diodi controllati; e così via.
L' elettronica dello stato solido va così sostituendo numerose funzioni sinora tipicamente meccaniche.
Nel campo elettronico la rivoluzione è ancor più sentita, e ciò che è più importante, già in atto pratico.
Il tubo elettronico che aveva aperto poco più di una quarantina di anni or sono, la via all'attuale sviluppo prodigioso delle telecomunicazioni e dell'elettronica in generale, sta cedendo inesorabilmente il passo ai dispositivi a semiconduttori nelle ormai innumerevoli e svariate versioni.
Dalle prime applicazioni ai radioricevitori ed amplificatori di piccola potenza, si è presto passati a funzioni più ambiziose e più delicate che lo stesso tubo elettronico non era in grado di svolgere con pari efficienza.
La piccolezza, la robustezza e la durevolezza dei dispositivi a semiconduttori hanno reso possibile l'attuale tendenza alla " microminiaturizzazione " dei circuiti elettronici " stampati ". Si è così ridotto il volume, aumentando nel contempo la sicurezza e l'efficienza di numerosi apparati elettronici.
Ma anche nel campo che più resisteva alla eliminazione dei tubi elettronici a favore dei transistori, quello dei radiotrasmettitori, la tecnica dello " stato solido " sta mietendo brillanti successi. Le grandi industrie elettroniche americane ed inglesi stanno infatti mettendo sul mercato degli

(il testo segue a pag. 92)

dott. ing. Antonio Nicolich

La fisica della registrazione magnetica

II - Calcolo del campo all'interno del nastro e intorno al nastro

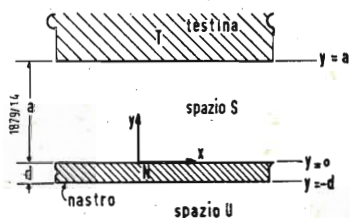



Fig. 8 - Vista schematica del nastro N e della testina T; quest'ultima è rappresentata dal piano $y = a$, sopra il quale la permeabilità è infinita.

Fig. 9 - Componente assiale dell'induzione in un nastro di permeabilità $\mu = 4$. a) nastro nello spazio libero. b) nastro avente una faccia (y = 0) in contatto con la testina.

1. - I FONDAMENTI PER IL CALCOLO

Avvenuta che sia la registrazione, dopo che il nastro ha abbandonato la testina di registrazione, la magnetizzazione registrata genera un campo esterno ed anche un campo smagnetizzante nel nastro. Quest'ultimo campo ha direzione opposta alla magnetizzazione registrata e quindi la indebolisce. L'entità della attenuazione è tanto più pronunciata quanto maggiore è l'intensità del campo e quanto più alta è la permeabilità del nastro. Se la permeabilità è uguale a 1, la magnetizzazione non viene influenzata nè da questo campo, nè da altri campi, ammesso che l'intensità del campo non superi la forza coercitiva. In questo caso di permeabilità unitaria valgono certe equazioni per la curva di risposta. Non vi è differenza se la magnetizzazione registrata sia diretta nel senso del moto del nastro (magnetizzazione longitudinale), ovvero perpendicolarmente al piano del nastro (magnetizzazione trasversale o perpendicolare), sebbene i campi smagnetizzanti siano molto diversi nei due casi, specialmente per le basse frequenze.

Ciò si spiega facilmente osservando che poli magnetici apparenti, che originano il campo smagnetizzante sono uguali alla div J/μ_0. Si vede dunque che i poli magnetici per la magnetizzazione longitudinale, e quindi anche il campo smagnetizzante, tendono a zero all'aumentare delle lunghezze d'onda. Nel caso della magnetizzazione trasversale invece vi sono sempre indipendentemente dalla frequenza.

Procediamo ora al calcolo della magnetizzazione residua sotto l'influenza del campo smagnetizzante di un nastro avente permeabilità relativa maggiore dell'unità, nel quale cioè il momento magnetico non è rigorosamente costante.

Le equazioni di Maxwell applicate al nastro, sono:

$$\text{rot}\,\mathbf{H} = 0 \qquad (5)$$

$$\text{div}\,\mathbf{B} = \text{div}\,(\mathbf{J} + \mu_0\,\mathbf{H}) = 0 \qquad (6)$$

dove $\mathbf{H}$ = campo magnetico e $\mathbf{B}$ = = induzione magnetica.

Occorre stabilire una relazione fra $\mathbf{J}$ e $\mathbf{H}$. Questa relazione può essere.

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_0 + (\mu - 1)\,\mu_0\,\mathbf{H} \qquad (7)$$

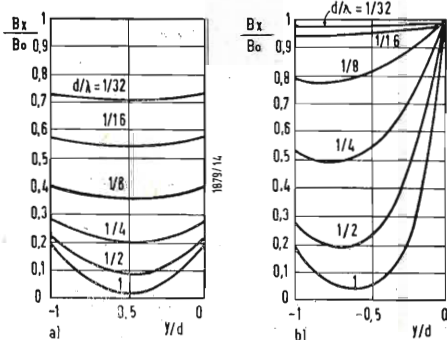
Se nella (7) si pone $\mathbf{J}_0 = 0$ si ricade nel caso di mezzi isotropi lineari, per i quali μ è la permeabilità relativa reversibile. La (7) comporta che, dopo che abbiano avuto luogo processi reversibili, che abbiano creato una magnetizzazione residua, un campo magnetico provoca la stessa variazione di magnetizzazione come prima, indipendentemente dall'ampiezza della magnetizzazione residua. Ciò naturalmente è vero solo entro un campo limitato di valori della magnetizzazione rimanente, ma è pensabile che sia valido con sufficiente approssimazione nella regione sfruttata per la registrazione magnetica. Si può dimostrare l'indipendenza della permeabilità dalla magnetizzazione permanente $\mathbf{J}_0$, si può usare una bobina avvolta sul nastro e misurandone l'induttanta. Si trova che la permeabilità varia al massimo del 2% dopo che il nastro sia stato assoggettato a campi continui fino all'intensità di saturazione Il fatto che la magnetizzazione registrata non diminuisca sensibilmente dopo ripetute riproduzioni, dimostra che i fenomeni che hanno sede nel nastro non sono irreversibili. Nel passaggio sotto una testina di metallo ad alta permeabilità, il campo smagnetizzante diminuisce notevolmente. Se aversse luogo processi irreversibili, si dovrebbe verificare una diminuzione di $\mathbf{J}_0$. Poiché la tensione indotta nella testina di riproduzione è una misura di $\mathbf{J}_0$, ne dovrebbe conseguire una diminuzione della tensione di uscita dopo molte riproduzioni; questo fatto si verifica in modesta misura subito all'inizio, cioè dopo le prime poche riproduzioni. Dalle relazioni (5), (6) risulta.

$$\Delta\,\mathbf{H} = -\frac{1}{\mu_0}\,\text{grad div}\,\mathbf{J}_0 = \Delta_2\mathbf{J}_0 \quad (8),$$

dove $\mathbf{J}_0$ è la magnetizzazione registrata dalla testina di registrazione.

Tenendo presenti le condizioni ai limiti dalla (8) si ricava il campo $\mathbf{H}$.

Introduciamo l'ipotesi semplificatrice che la lunghezza e la larghezza del nastro sia infinita, sia d lo spessore del nastro. L'influenza dell'ambiente sopra una testina di riproduzione ad alta permeabilità non è trascurabile. L'allogamento della testina deve essere tale che in un piano alla distanza a dal nastro le linee di forza siano perpendi-

colari a quel piano. Ciò equivale ad una testina di dimensioni infinite e di permeabilità infinita con la sua superficie in questo piano, il traferro del quale è così piccolo che la sua influenza sulla distribuzione del campo può essere trascurata.
Scegliamo un sistema di assi coordinati

strata è diretta secondo l'asse x, allora:

$J_{0x} = J_0$ sen kx; $J_{0y} = 0$, dove $k = 2\pi/\lambda$.

Dalla (8) si deduce:

$$\Delta H_x = \frac{J_0}{\mu\mu_0} k^2 \text{ sen } kx; \quad \Delta H_y = 0$$

Risolvendo questo sistema si arriva a:

$$\begin{cases} Hx = \left(A_1 \text{ e }^{yk} + A_2 \text{ e }^{-ky} - \dfrac{J_0}{\mu\mu_0}\right) \text{ sen } kx \\ Hy = (- A_1 \text{ e }^{ky} + A_2 \text{ e }^{-ky}) \cos kx \end{cases}$$

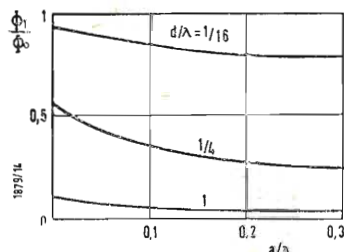



Fig. 10 - Il flusso nel nastro in funzione della distanza fra testina e nastro, quest'ultimo avente la permeabilità $\mu = 4$.

con l'origine nel piano della superficie superiore del nastro, cioè dalla parte più vicina alla testina, con l'asse x nella direzione del moto e l'asse y perpendicolare al piano del nastro (fig. 8); allora l'altro piano limite del nastro N è $y = - d$ e il piano limite della testina è $y = a$. La magnetizzazione registrata **J** sia sinoidale e funzione solo di x. **J** è comunque diretto nel piano xy. Per semplificare le formule si tratteranno separatamente la magnetizzazione longitudinale (diretta lungo l'asse x) e quella perpendicolare (diretta lungo l'asse y). Il caso generale si può ottenere per sovrapposizione di questi due casi.

2. - LA MAGNETIZZAZIONE LONGITUDINALE

In questo caso la magnetizzazione regi-

con A_1 e A_2 costanti arbitrarie di integrazione.
Al di fuori del nastro valgono analoghe soluzioni con $J_0 = 0$. Si hanno così tre gruppi di soluzioni ciascuno con due costanti arbitrarie, che vengono determinate dalle condizioni ai limiti:

per $y = -\infty$ si ha $Hx = Hy = 0$
per $y = - d$ si ha Hx e By continui
per $y = 0$ si ha Hx e By continui.
per $y = a$ si ha $Hx = 0$

Tenendo presenti queste condizioni si determinano le costanti delle 6 equazioni precedenti; introducendo i valori così trovati si ricavano le soluzioni che soddisfano l'equazione differenziale e le condizioni ai limiti per y compreso fra $-\infty$ e $-d$ (ossia per $-\infty < y < -d$); si ha:

$$\mu_0 Hx = - \text{ sen } kx \frac{J_0 \text{ Tgh } kd \, [\text{Tgh } ka + (1/\mu) \text{ Tgh } (kd/2)] \exp \, [k\,(y + d)]}{1 + \text{Tgh } ka + (\mu \text{ Tgh } ka + 1) \text{ Tgh } kd} \tag{9}$$

$$\mu_0 Hy = + \cos kx \frac{J_0 \text{ Tgh } kd \, [\text{Tgh } ka + (1/\mu) \text{ Tgh } (kd/2)] \exp \, [k\,(y + d)]}{1 + \text{Tgh } ha + (\mu \text{ Tgh } ka + 1) \text{ Tgh } kd} \tag{9'}$$

per y compreso fra $-d$ e 0, cioè per $-d < y < 0$, si ha:

$$\mu\mu_0 Hx + J_0 \text{ sen } kx = \text{sen } kx \left[A \text{ Ch } k \left(y + \frac{d}{2}\right) - B \text{ Ch}ky\right] \tag{10}$$

$$\mu\mu_0 Hx = \cos kx \left[A \text{ Sh } k \left(y + \frac{d}{2}\right) - B \text{ Sh } ky\right] \tag{10'}$$

$$\text{dove } A = \frac{J_0 \left[2 \text{ Ch} \left(\dfrac{kd}{2}\right) + \left(\dfrac{1}{\mu}\right) \text{ Sh} \left(\dfrac{kd}{2}\right)\right]}{\text{Ch } kd \left[1 + \text{Tgh } ka + \left(\mu \text{ Tgh } ka + \dfrac{1}{\mu}\right) \text{Tgh } kd\right]} \tag{11}$$

$$\text{e } B\dagger = \frac{J_0 \, (1 - \text{Tgh } ka)}{\text{Ch } kd \, [1 + \text{Tgh } ka + (\mu \text{ Tgh } ka + 1/\mu) \text{ Tgh } kd]} \tag{11'}$$

per y compreso fra 0 ed a, cioè per $0 < y < a$, si ha:

$$\mu_0 Hx = \text{sen } kx \text{ Sh } k\,(\text{a} - y) \frac{- J_0 \text{ Tgh } kd \left[1 + \left(\dfrac{1}{\mu}\right) \text{Tgh} \left(\dfrac{kd}{2}\right)\right]}{\text{Ch } ka \left[1 + \text{Tgh } ka + \left(\mu \text{ Tgh } ka \dfrac{1}{\mu}\right) \text{Tgh } kd\right]}$$

$$\mu_0 \, Hy = \cos kx \, \mathrm{Ch}\, k\,(a - y) \; \frac{- J_0 \,\mathrm{Tgh}\, kd \left[1 + \left(\frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right]}{\mathrm{Ch}\, ka \left[1 + \mathrm{Tgh}\, ka + \left(\mu \,\mathrm{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh}\, kd\right]} \qquad (12')$$

Dalle (11) e (11′) si deduce che in generale il campo (e quindi la magnetizzazione entro il nastro) è una funzione della penetrazione nel nastro. Se la lunghezza d'onda è grande rispetto allo spessore del nastro, cioè per $|ky| < kd \ll 1$, si può ritenere in prima approssimazione che sia:.

$$\mu_0 \, Hx \cong - J_0 \, kd \, \frac{\mathrm{Tgh}\, ka}{1 + \mathrm{Tgh}\, ka} \, \mathrm{sen}\, kx \qquad (13).$$

Il campo è diretto contro la magnetizzazione e costante sullo spessore del nastro. Con questa approssimazione si può introdurre un fattore D di smagnetizzazione avente l'espressione $D = - \mu_0 \, H_x / J_x \cong - \mu_0 \, H_x / J_0 \, \mathrm{sen}\, kx$, che tenendo presente la (13) diventa:

$$D = kd \, \frac{\mathrm{Tgh}\, ka}{1 + \mathrm{Tgh}\, ka} \qquad (14)$$

Il fattore D è inversamente proporzionale a λ e diminuisce (non proporzionalmente) al diminuire della distanza a fra il nastro e la testa. Si vede che per $a = 0$, cioè quando la testina tocca il nastro, D è nullo, mentre per $a = \infty$, cioè quando il nastro è nello spazio libero, $D = \pi \, d/\lambda$. Se λ non è grande rispetto allo spessore del nastro, **H** e **J** sono funzioni diverse della profondità nel nastro e quindi non ha senso l'introduzione di un fattore smagnetizzante. Quando il nastro è nello spazio libero, il campo smagnetizzante presenta un massimo e la magnetizzazione presenta un minimo al centro del nastro

Ciò appare dalla fig. 9a, che dà la funzione calcolata $B_x = J_x + \mu_0 H_x = J_0$ sen $kx + \mu\mu_0 \, Hx$ in funzione della penetrazione nel nastro per un nastro avente la permeabilità $\mu = 4$ e per diversi valori di $d/\lambda = kd/2\,\pi$. La fig. 9b dà la stessa grandezza per un nastro in intimo contatto con la testina ($a = 0$). Si vede che la presenza della testina attenua il campo smagnetizzante e ristabilisce parzialmente la magnetizzazione originale.

È molto importante conoscere il flusso che passa attraverso alla bobina della testina di riproduzione, dovuto alla presenza del nastro magnetizzato. Questo flusso può essere calcolato considerando il piano $x = x_0$, dove x_0 è l'ascissa del traferro (infinitesimo). Dall'espressione div $\mathbf{B} = 0$ si deduce che la media del flusso, che attraversa tale piano è zero. Allora il flusso nella testa attraverso questo piano si trova calcolando il flusso nel nastro e sottraendo il flusso chiudentesi nello spazio sotto al nastro, U in fig. 8, e fra il nastro e la testina, S. Se la testina è ben costruita, il flusso attraverso ad essa è forzato nella bobina dalla riluttanza del traferro.

L'ampiezza Φ_1 del flusso entro un tratto b del nastro si calcola con la seguente formula:

$$\Phi_1 \,\mathrm{sen}\, kx_0 = b \int_{-d}^{0} Bx\,dy = b \int_{-d}^{0} (\mu\mu_0 \, Hx + J_0 \,\mathrm{sen}\, kx_0)\, dy =$$

$$= \Phi \, \frac{\mathrm{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{1 + \left(\frac{2}{\mu}\right) \mathrm{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right) + \mathrm{Tgh}\, ka}{1 + \mathrm{Tgh}\, ka + \left(\mu \,\mathrm{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh}\, kd} \right] \mathrm{sen}\, kx_0, \qquad (15)$$

dove $\Phi_0 = J_0 bd$ è l'ampiezza delle variazioni di flusso nel nastro alle basse frequenze. La fig. 10 fornisce il rapporto Φ_1/Φ_0 in funzione di a/λ.

Analogamente si riscontra che il flusso Φ_2 sotto al nastro vale:

$$\Phi_2 = - \Phi_0 \, \frac{\mathrm{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{\mathrm{Tgh}\, ka + \left(\frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{1 + \mathrm{Tgh}\, ka + \left(\mu \,\mathrm{Tgh}\, kd + \frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh} kd} \right] \qquad (16)$$

ed il flusso Φ_3 nello spazio fra il nastro e la testina è dato da:

$$\Phi_3 = - \Phi_0 \, \frac{\mathrm{Tgh}\, kd}{kd} \left\{ \frac{\left[1 + \frac{1}{\mu} \mathrm{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right] \left(1 - \frac{1}{\mathrm{Ch}\, ka}\right)}{1 + \mathrm{Tgh}\, ka + \left(\mu \,\mathrm{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \mathrm{Tgh} kd} \right\} \qquad (17)$$

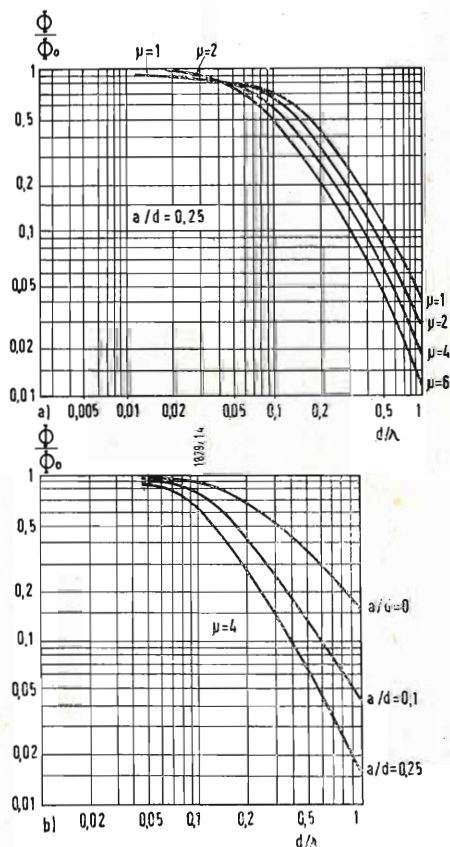



Fig. 11 - Il flusso in riproduzione in funzione della lunghezza d'onda. a) per diversi valori della permeabilità e per $a/d = 0{,}25$ b) per alcuni valori della distanza fra testina e nastro e per $\mu = 4$.

Allora il flusso Φ attraverso l'avvolgimento della testina è:

$$\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3 = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{1 + \frac{1}{\mu} \text{Tgh} \left(\frac{kd}{2}\right)}{1 + \text{Tgh}\, ka + \left(\mu \, \text{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \text{Tgh}\, kd} \right] \frac{1}{\text{Ch}\, ka} \qquad (18)$$

Si ottiene più direttamente la stessa espressione di Φ integrando la componente verticale dell'induzione alla superficie della testina da o a x_0.
Nella (18) si vede che la legge di dipendenza di Φ da d/λ, a/λ e μ non è semplice. Un caso particolare interessante è quello di $\mu = 1$, allora la (18) diventa:

testina è indipendente da tale spessore. se la lunghezza d'onda è dello stesso ordine di grandezza di d. A questo risultato sono pervenuti le coppie di studiosi Kornei e Herr, Murphy e Wetzel. I motivi per i quali solo uno strato

$$\Phi = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{1 + \text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{(1 + \text{Tgh}\, kd)\,(1 + \text{Tgh}\, ka)\, \text{Ch}\, ka} \right] = \frac{1 - \exp\,(-2\pi\, d/\lambda)}{2\,\pi\, d/\lambda} \exp\,(-2\pi\, a/\lambda) \qquad (18')$$

Se kd e ka sono piccoli si può scrivere in prima approssimazione dalla (18):

$$\Phi \cong \Phi_0 \left[1 - ka - \frac{kd}{2\mu}\right] \qquad (18'')$$

Se kd è grande si può ammettere che $\text{Tgh}\, \frac{kd}{2}$ e $\text{Tgh}\, kd$ siano prossime all'unità, allora:

$$\Phi = \Phi_0 \left\{ \frac{1}{kd} \left[\frac{1}{(1 + \mu \, \text{Tgh}\, ka)\, \text{Ch}\, ka} \right] \right\} = \frac{1}{kd} \left\{ \frac{2 \exp\,(-ka)}{(\mu + 1) \left[1 - \exp\,(-ka) \left(\frac{\mu - 1}{\mu + 1}\right)\right]} \right\} \qquad (18''')$$

questa approssimazione comincia a essere valida da $d/\lambda = 0{,}5$ in avanti, perché Tgh 1,5 = 0,9.

Dalla (18) si vede che l'incremento di kd e ka comporta una diminuzione del rapporto Φ/Φ_0. Infine aumentando la permeabilità si può incrementare alquanto il flusso nella testina come appare dalla (18''), quando kd è piccolo. Ma per maggiori valori di kd, il flusso diminuisce aumentando la permeabilità (v. 18''').

La fig. 11*a* fornisce la variazione di Φ/Φ_0 in funzione di d/λ per un rapporto costante fra la distanza a del nastro dalla testina e lo spessore d del nastro, precisamente si è assunto $a/d = 0{,}25$, e per alcuni valori della permeabilità relativa μ del nastro. La fig. 11*b* dà invece la stessa variazione in funzione di d/y per un nastro avente $y = 4$ e per alcuni valori di a/d. La fig. 12 illustra le cause di perdita di flusso per un nastro avente $y = 4$ scorrente sotto la testina alla distanza $a = d/10$, in funzione di d/λ; precisamente fornisce la frazione di flusso nel nastro chiudentesi dietro al nastro stesso (curva a) e la frazione di flusso chiudentesi fra il nastro e la testina (curva b). Il flusso rimanente si chiude attraverso la testina (curva c).

Dalla approssimazione (18''') appare che (essendo Φ_0 proporzionale allo spessore d del nastro) il flusso Φ nella

Fig. 12 - Frazione del flusso nel nastro passante attraverso lo spazio 4 di fig. 8 dietro al nastro a); attraverso lo spazio S fra nastro e testina b); attraverso la testina T c) in funzione di d/λ

superficiale contribuisce alla formazione del flusso riprodotto sono complessi. Da un canto il campo smagnetizzante aumenta per strati più profondi, per modo che per un nastro in contatto con la testina il flusso subisce un'attenuazione ovunque, salvo sulla faccia in contatto, come si vede dalla fig. 8b; d'altro canto gli strati più profondi non possono contribuire al flusso nella testina, perché il flusso riprodotto diminuisce rapidamente all'aumentare della distanza.
Vi è poi il fatto che la magnetizzazione registrata diminuisce con la distanza dalla testina di registrazione, mentre si è supposto che la magnetizzazione registrata fosse costante al di sopra del nastro.

3. - LA MAGNETIZZAZIONE TRASVERSALE (o perpendicolare)

In questo caso la magnetizzazione registrata è rappresentata dalle seguenti espressioni:

$J_{0x} = 0$; $J_{0y} = J_0$ sen kx;

perciò la (8) diviene: $\Delta\, Hx = 0$ e $\Delta\, Hy = 0$.

La soluzione si ottiene con procedimento analogo a quello impiegato per il caso di magnetizzazione longitudinale. Assumendo le stesse condizioni ai limiti, si trova:

per $-\infty < y < -d$:

$$\mu_0 Hx = \cos kx \frac{J_0 \operatorname{Tgh} kd \left[\operatorname{Tgh} ka \operatorname{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right) + \frac{1}{\mu}\right] \exp\,[k(y+d)]}{1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} kd} \tag{19}$$

$$\mu_0 Hy = \operatorname{sen} kx \frac{J_0 \operatorname{Tgh} kd \left[\operatorname{Tgh} ka \operatorname{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right) + \frac{1}{\mu}\right] \exp\,[k(y+d)]}{1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} kd} \tag{19'}$$

per $-d < y < 0$;

$$\mu\mu_0 Hx = \cos kx \left[A \operatorname{Sh} k \left(y + \frac{d}{2}\right) + B \operatorname{Sh} ky\right] \tag{20}$$

$$\mu\mu_0 Hy = \operatorname{sen} kx \left[A \operatorname{Ch} k \left(y + \frac{d}{2}\right) + B \operatorname{Ch} ky\right] \tag{20'}$$

dove

$$A = \frac{-2 J_0 \operatorname{Tgh} ka \left[\operatorname{Ch}\left(\frac{kd}{2}\right) + \mu \operatorname{Sh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right]}{\operatorname{Ch} kd \left[1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} kd\right]} \tag{21}$$

$$B = \frac{-J_0 (1 - \operatorname{Tgh} ka)}{\operatorname{Ch} kd \left[1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} ka\right]} \tag{21'}$$

per $0 < y < a$;

$$\mu_0 Hx = -\cos kx \operatorname{Sh} k(a-y) \frac{J_0 \operatorname{Tgh} kd \left[\left(\frac{1}{\mu}\right) + \operatorname{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right]}{\operatorname{Ch} ka \left[1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} kd\right]} \tag{22}$$

$$\mu_0 Hy = + \operatorname{sen} kx \operatorname{Ch} k(a-y) \frac{J_0 \operatorname{Tgh} kd \left[\left(\frac{1}{\mu}\right) + \operatorname{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right]}{\operatorname{Ch} ka \left[1 + \operatorname{Tgh} ka + \left(\mu \operatorname{Tgh} ka + \frac{1}{\mu}\right) \operatorname{Tgh} kd\right]} \tag{22'}$$

Per $kd \ll 1$, cioè per lunghezza d'onda grande in confronto allo spessore del nastro, si ha in prima approssimazione:

$$\mu_0 Hy \cong -\frac{J_0}{\mu}\left[1 - \frac{kd}{\mu(1 + \operatorname{Tgh} ka)}\right] \operatorname{sen} kx \tag{23}$$

Fig. 13 - Rappresentazione schematica della magnetizzazione nel nastro per magnetizzazione perpendicolare; *a*) nello spazio libero; *b*) per nastro con una faccia avvicinata alla testina di riproduzione.

Se si definisce il fattore di smagnetizzazione $D = -\mu_0 H_y/J_y$ segue dalla (23), tenendo presente che $J_y = J_0 \operatorname{sen} kx + (\mu - 1) \mu_0 H_y$, si ha in prima approssimazione:

$$D = 1 - \frac{kd}{1 + \operatorname{Tgh} ka} \tag{24}$$

Alle basse frequenze questo fattore è unitario indipendentemente dal fatto che il nastro sia o no in contatto con la testina. Ciò è chiaro per un nastro magnetizzato omogeneamente in direzione perpendicolare. Se la relazione div $\mathbf{B}$ = div $(\mathbf{J} + \mu_0 \mathbf{H}) = 0$ si applica ad un elemento di superficie del nastro si vede che $\mu_0 H_y = -J_y$ e $D = 1$. Inoltre in tal caso $J_y = J_0/\mu$. La magnetizzazione sotto l'influenza del campo smagnetizzante è diminuita secondo il fattore μ, ed è verosimile che alle basse frequenze l'uscita diminuisca con la stessa modalità.

Se λ non è confrontabile con lo spessore del nastro, il campo e la magnetizzazione divengono funzioni della penetrazione nel nastro. Per ricavare la espressione del flusso attraverso la testina di riproduzione, col suo traferro nel piano $x = x_0$, alla distanza a dal nastro, possiamo di nuovo valutare separatamente il flusso attraverso la sezione trasversale di questo piano col nastro, il flusso chiudentesi dietro al nastro, e quello chiudentesi fra nastro

Fig. 14 - Il flusso riprodotto in funzione della lunghezza d'onda nel caso di magnetizzazione trasversale.
a) per alcuni valori della permeabilità e per $a/d = 0,25$;
b) per alcuni valori della distanza fra testina e nastro e per $\mu = 4$.

e testina. Come prima il risultato si può ottenere rapidamente integrando la componente verticale dell'induzione alla superficie della testina, in questo caso fra i limiti $x = \lambda/4$ e $x = x_0$. L'ampiezza Φ_I del flusso attraverso la sezione trasversale del nastro bd nel piano $x = x_0$, si valuta con la relazione:

$$\Phi_I \cos kx_0 = b \int_{-d}^{0} \mu\mu_0 \, Hx \; dy,$$

che risolata da:

$$\Phi_I = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{(1 - \text{Tgh}\, ka)\, \text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{1 + \text{Tgh}\, ka + (\mu\, \text{Tgh}\, ka + 1)\, \text{Tgh}\, kd} \right] \tag{25}$$

Per un nastro nello spazio libero ($a = \infty$, $ka = 1$) è $\Phi_I = 0$, allora non vi è alcuna componente longitudinale del flusso. La configurazione della magnetizzazione nel nastro è schizzata in fig. 13*a*. Le componenti longitudinali della magnetizzazione nelle due metà superiore e inferiore del nastro sono di senso opposto e si elidono a vicenda per ragioni di simmetria. Se ora si avvicina al nastro la testina di riproduzione, la simmetria viene alterata (fig. 13*b*), l'induzione longitudinale nella parte inferiore del nastro risulta maggiore che nella parte superiore. Allora sorge un flusso longitudinale residuo.
L'ampiezza del flusso chiudentesi dietro al nastro è:

$$\Phi_{II} = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{\text{Tgh}\, ka\, \text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right) + \frac{1}{\mu}}{1 + \text{Tgh}\, ka + \left(\mu\, \text{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \text{Tgh}\, kd} \right] \tag{26}$$

e quella del flusso chiudendosi fra nastro e testa è:

$$\Phi_{III} = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left\{ \frac{\left[\frac{1}{\mu} + \text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)\right] \left(1 - \frac{1}{\text{Ch}\, ka}\right)}{1 + \text{Tgh}\, ka + \left(\mu\, \text{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \text{Tgh}\, kd} \right\} \tag{27}$$

Dalle (20) (21) (22) e dalla fig. 13*b* si vede che il flusso dietro al nastro ha la stessa direzione del flusso residuo entro al nastro, perciò l'ampiezza delle variazioni di flusso nella testina, cioè nella bobina, è $\Phi_P = \Phi_I + \Phi_{II} - \Phi_{III}$. Perciò:

$$\Phi_P = \Phi_0 \frac{\text{Tgh}\, kd}{kd} \left[\frac{\frac{1}{\mu} + \text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{1 + \text{Tgh}\, ka + \left(\mu\, \text{Tgh}\, ka + \frac{1}{\mu}\right) \text{Tgh}\, kd} \right] \frac{1}{\text{Ch}\, ka} \tag{28}$$

Esiste uno sfasamento di 90° fra la magnetizzazione registrata ed il flusso riprodotto, infatti la prima è una funzione seno, mentre, il secondo è una funzione coseno. Si nota che con la magnetizzazione longitudinale non si verifica alcuno sfasamento.

La fig. 14*a* dà i valori del rapporto Φ_P/Φ_0 calcolato con la (28) in funzione di d/λ, per il rapporto costante $a/d = 0,25$ e per alcuni valori della permeabilità. In fig. 14*b* queste curve sono relative a $\mu = 4$ e per i tre valori 0; 0,1; 0,25 del rapporto a/d.
Per piccoli valori di ka e di kd, la (28) in prima approssimazione dà:

$$\Phi_P = \Phi_0 \left(\frac{1}{\mu}\right) \left[1 - ka + kd \left(\frac{\mu}{2} - \frac{1}{\mu}\right)\right] \tag{28'}$$

In realtà l'uscita è inversamente proporzionale alla permeabilità per effetto della smagnetizzazione.

Per minori lunghezze d'onda, $\frac{kd}{2} > 1$, Φ_P/Φ_0 diventa circa uguale a:

$$\frac{\Phi_P}{\Phi_0} \simeq kd \left[\frac{1}{(1 + \mu\, \text{Tgh}\, ka)\, \text{Ch}\, ka}\right] = \frac{1}{kd} \left\{ \frac{2 \exp(-ka)}{(\mu + 1)\left[1 - \exp(-2\, ka)\left(\frac{\mu - 1}{\mu + 1}\right)\right]} \right\} \tag{28''}$$

che coincide con la (18'''), si conclude che per le alte frequenze le magnetizzazioni longitudinale e trasversale danno la stessa uscita.

smagnetizzante si calcola con la:.

$$\mu_0 Hx = -kd \frac{\text{Tgh } ka}{(1+\text{Tgh } ka)} J_0 \text{ sen } kx \qquad (13)$$

$$\mu_0 Hy = -\frac{1}{\mu}\left[1 - \frac{kd}{\mu(1-\text{Tgh } ka)}\right] J_0 \text{ sen } kx \qquad (23),$$

rispettivamente.

4. - DISCUSSIONE DEI RISULTATI

Si è visto che per un nastro di permeabilità diversa dall'unità l'uscita calcolata è diversa di quella relativa al caso di $\mu = 1$, e che l'uscita è una funzione molto complicata della permeabilità.

L'uscita è anche dipendente dalla modalità della magnetizzazione (longitudinale o trasversale). Riprendiamo ora le formule più importanti per i due casi di magnetizzazione longitudinale e perpendicolare. Se la magnetizzazione è data da J_0 sen kx, diretta lungo gli assi x e y rispettivamente, il flusso attraverso la testina di riproduzione col traferro nel piano $x = x_0$ è:

$$\frac{\text{Tgh } kd}{kd}\left[\frac{1+\left(\frac{1}{\mu}\right)\text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{N Ch\, ka}\right] \qquad (18)$$

avendo raggruppato nella costante N tutte le quantità che nel denominatore della (18) moltiplicano Chka, cioè

$$N = 1 + \text{Tgh } ka + (\mu \text{ Tgh } ka + 1/\mu) \text{ Thg } kd$$

e

$$\frac{\text{Tgh } hd}{kd}\left[\frac{\left(\frac{1}{\mu}\right)+\text{Tgh}\left(\frac{kd}{2}\right)}{N \text{ Ch } ka}\right] \Phi_0 \cos kx_0 \qquad (28)$$

rispettivamente; nella (18) e (28)

$\Phi = J_0\, bd.$

Se la lunghezza d'onda è dello stesso ordine dello spessore del rivestimento magnetico, si può fare per entrambi i casi la seguente approssimazione per queste formule:

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} \simeq \frac{1}{kd} \frac{2 \exp(-ka)}{(\mu+1)\left[1-\exp(-ka)\left(\frac{\mu-1}{\mu+1}\right)\right]} \qquad (18''') \text{ e } (28'')$$

Per lunghezze d'onda molto maggiori dello spessore dello strato magnetico si possono usare le seguenti espressioni approssimate:

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} \simeq 1 - ka - k\, d/2\mu \quad \text{(magnetizzazione longitudinale)} \qquad (18'')$$

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} \simeq \frac{1}{\mu}\left[1 - ka + kd\left(\frac{\mu}{2} - \frac{1}{\mu}\right)\right] \quad \text{(magnetizzazione trasversale)} \qquad (28')$$

Con queste semplificazioni il campo

Confrontando la (18) con la (28) si vede che per $\mu = 1$ i fattori di ampiezza sono identici ed assumono la forma molto semplice

$$\left[\frac{1-\exp(-2\pi d/\lambda)}{2\pi d/\lambda}\right] \exp(-2\pi a/\lambda) \qquad (18')$$

Ciò in accordo col fatto che per una testina di lunghezza finita di traferro l'ampiezza delle variazioni di uscita è la stessa sia per magnetizzazione longitudinale, sia per magnetizzazione perpendicolare. Si può dimostrare che ciò vale in generale per qualsiasi tipo di testina che sia simmetrica rispetto al piano μ, supposto che l'intensità del campo si annulli all'infinito.

In pratica non si può ottenere la magnetizzazione puramente longitudinale, o puramente trasversale. Se la direzione di magnetizzazione forma un angolo a colla direzione positiva dell'asse delle x, la soluzione generale che fornisce l'uscita si ottiene combinando la (18) con la (28), nelle quali si deve però sostituire Φ_0 con $\Phi_0 \cos a$ e $\Phi_0 \operatorname{sen} a$ rispettivamente. Alle alte frequenze, per le quali le soluzioni sono le medesime per entrambi i casi, astrazion facendo dallo sfasamento di 90°, la combinazione suddetta comporta solo uno sfasamento del segnale riprodotto di un angolo a. Alle basse frequenze l'uscita della componente perpendicolare viene attenuata all'incirca secondo un fattore μ rispetto alla componente as-

siale. Per piccoli valori di α dunque la combinazione della (18) con la (28) comporta solo una riduzione dell'uscita proporzionale a cosα. Poiché le ampiezze delle due componenti devono essere sommate vettorialmente essendo tra loro in quadratura, ciò è valido anche per angoli α intorno a 90°. Si ritiene comunemente che per una buona risposta alle alte frequenze occorra un alto valore della forza coercitiva del nastro.

Il motivo di questa asserzione sta nel fatto che la magnetizzazione risultante viene rappresentata nel piano J — H dall'intersezione del ciclo principale di isteresi con una linea facente un angolo coll'asse J uguale al fattore di smagnetizzazione; così che, particolarmente alle alte frequenze per le quali la smagnetizzazione è notevole, l'uscita aumenta con la forza coercitiva. In pratica la magnetizzazione registrata deve essere tale che il maggior ciclo non sia mai raggiunto; bisogna ricordare che altrimenti i massimi dell'onda sinoidale registrata sarebbero tagliati, il che porterebbe una distorsione del segnale riprodotto. È ora chiaro perché nelle formule (18 e (28) non appaia la forza coercitiva.

La reale influenza della forza coercitiva sulla riproduzione delle alte frequenze deve essere intesa come segue. Anzitutto vi è una relazione generale, ma non molto stretta fra forza coercitiva e permeabilità dei materiali magnetici, precisamente una grande forza coercitiva si accompagna ad una piccola permeabilità e viceversa. Poiché l'alta permeabilità riduce l'uscita alle alte frequenze, la stessa cosa può perciò dirsi per una piccola forza coercitiva.

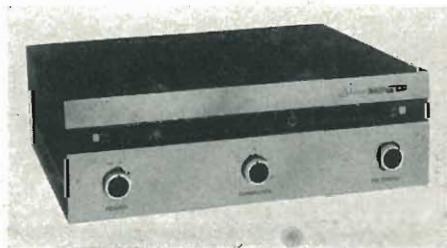
In secondo luogo, una bassa forza coercitiva limita fondamentalmente il livello al quale si può ottenere una buona risposta in frequenza, senza distorcere le alte frequenze. Tuttavia anche nel caso del nastro avente bassa forza coercitiva ($\mu_0 H_\sim = 7{,}5 \cdot 10^{-3}$ Vsec/m²) al quale si riferiscono i dati sperimentali sopra riportati, entrano in gioco altre fonti di distorsione prima che questo livello sia raggiunto.

5. - BIBLIOGRAFIA

W. K. WESTMIJZE, *Studies magnetic recording* Philips Research Reports 8; aprile 1953 e giugno 1953.

La RAYTHEON Co. ha realizzato una nuova antenna entro adatto contenitore stagno, avente diametro esterno di circa 75 cm, per un nuovo radar di navigazione.
Nell'interno del contenitore, che si vede sopra la cabina di manovra dell'imbarcazione Fury II, è contenuta un'antenna in lega leggera (20 kg circa) direttamente connessa al trasmettitore, che usa un magnetron da 3,5 kW.

Nuovo sintonizzatore MF multiplex stereofonico EICO

Il nuovo sintonizzatore stereo MF multiplex ST97, ora annunciato dalla EICO ELECTRONIC INSTRUMENT Co, INC., (3300 Northen Blvd, Long Island City 1, N.Y.), combina la qualità del monitore di stazione e la capacità di ricezione nelle aree marginali, con eccezionale semplicità di montaggio per il costruttore montatore. Non occorrono strumenti di prova o di allineamento.
Le due sezioni più critiche, il gruppo RF e il telaietto del circuito FI a quattro stadi, sono interamente precablati e preparati per il miglior funzionamento coi segnali deboli (ricezione nelle aree marginali).
Il gruppo RF non presenta deriva anche con escluso il c.a.f. I quattro stadi FI e il discriminatore a rapporto a banda larga 1 MHz permettono di realizzare una perfetta limitazione, una risposta piatta in tutto lo spettro di frequenza acustiche, una distorsione molto bassa ed un ottimo rapporto di captazione.
Il modulatore stereo a 10 stadi — il famoso circuito di rivelazione senza filtro di sfasamento zero della EICO (brevettato) — risolve pienamente tutti i problemi della demodulazione stereo a MF di alta fedeltà e fornisce uscite sonore stereofoniche eccezionalmente chiare.
Gli effetti della eccellente sensibilità, della selettività, della stabilità, della separazione e della chiarezza dei segnali, si sommano fino a dare una ricezione superba anche nelle zone marginali. L'indicatore stereo automatico e l'indicatore di sintonia della stazione si muovono accoppiati su quadranti a doppio regolo scorrevole.
Le principali caratteristiche sono riportate qui di seguito:
ingresso in antenna: 300 Ω bilanciati,
sensibilità utile: 3μV (per 30dB sopra il rumore di fondo) oppure 1,5 μV per 20 dB sopra il rumore di fondo,
sensibilità per bloccaggio di fase (sincronizzazione) in stereo: 2,5μV,
sensibilità per la massima limitazione: 10μV,
larghezza di banda a FI: 280 kHz ai punti di attenuazione 6 dB,
larghezza di banda del rivelatore a rapporto: 1 MHz di separazione tra picco e picco,
larghezza di banda audio al discriminatore MF: piatta fino a 53 kHz compensando la preaccentuazione,
rapporto segnale/disturbo: — 55 dB,
distorsione armonica: 0,6%,
distorsione armonica stereo: minore di 1,5%. (Letture istantanee eseguite sul misuratore di distorsione, dell'uscita derivata dal canale sinistro o destro con un segnale stereo MF applicato ai morsetti di entrata di antenna),
distorsione di intermodulazione: 0,1%,
risposta dell'uscita ad audio frequenza: ± 1 dB da 20 Hz a 15 kHz,
separazione dei canali: 30 dB,
uscita audio: 0,8 V,
impedenza di uscita: trasferitori catodici a bassa impedenza,
comandi: interruttore generale, separazione, sintonia MF, stereo-mono, c.a.f. (incluso-escluso).
Tubi elettronici: 1-ECC85; 5-6AU6; 1-6AL5; 1-12AT7; 2-12AU7; 1-6D10 (triplo triodo); 1-DM70 (occhio magico); 1-EZ80 raddrizzatore, 6 diodi di segnale, 1 lampadina al neon. *(a.n.)*

Un nuovo generatore per microonde.

La M-O Valve Co. Ltd. ha iniziato la produzione di un generatore per microonde provvisto di un nuovo sistema di focalizzazione. La valvola OPX1 rappresenta un oscillatore a focalizzazione posteriore elettrostatico che è stato chiamato Ophitron(*) L.
I problemi meccanici insiti nella progettazione degli oscillatori per microonde nascono sopratutto dalla particolare difficoltà che si presenta quando si devono modificare le dimensioni meccaniche per variare la frequenza di funzionamento. Il nuovo oscillatore supera tale difficoltà mediante la variazione di un potenziale elettrico, combinato con la focalizzazione elettrostatica del fascio elettronico; ne risulta un apparecchio estremamente compatto e robusto, con basse caratteristiche di rumore, e che può variare la sua frequenza entro un'ampia gamma con la semplice manovra di una manopola.
La valvola è lunga 22 cm circa ed ha un diametro di 18 mm circa, il peso è di 12 once.
Il sistema Ophitron ha un funzionamento molto semplice. Una struttura periodica stampata e due piastre piatte di focalizzazione formano le traiettorie di propagazione dell'onda in alta frequenza e costituiscono il campo elettrostatico periodico che focalizza il fascio elettronico. Il sistema di focalizzazione elettrostatica serve anche per ridurre il rumore ionico.

(*) Derivato dalla parola greca Ophis che significa serpente. Tale immagine è suggerita dalla traiettoria ondulata del fascio elettronico che passa attraverso la struttura. Il nome è registrato.

Questo nuovo generatore MARCONI INSTRUMENTS a ritardo, tipo TF1415, consente di ottenere dei ritardi progressivi quando è usato con l'oscilloscopio TF1330, o ogni altro oscilloscopio. Alternativamente, esso può venir usato indipendentemente come generatore di ritardi a scopo generale.

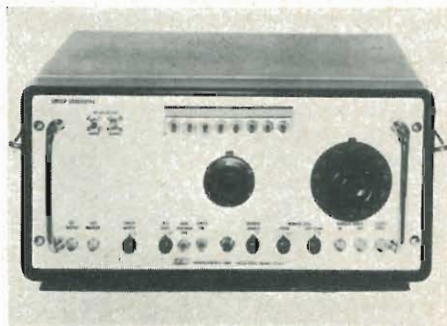
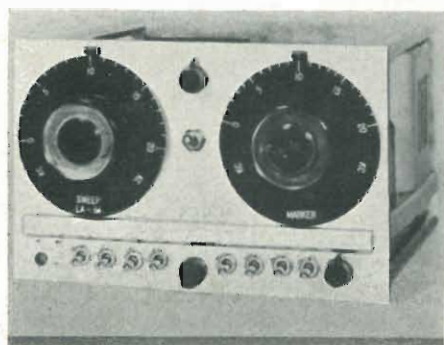
L'Ophitron, prodotto attualmente, funziona in una gamma di frequenza che va da 8,5 a 12,5 GHz, con una tensione di alimentazione variabile da 600 V a 2 kV. La potenza in uscita è di alcune decine di mW.
L'Ophitron può essere convenientemente usato in tutti quei casi nei quali è richiesto un oscillatore a bassa potenza per la banda X con un'ampia gamma di sintonizzazione elettronica. Per le sue dimensioni e per il peso ridotto esso presenta dei notevoli vantaggi sugli oscillatori ad onde focalizzate magneticamente ed inoltre la sua ampia gamma di sintonizzazione lo farà preferire ai klystron reflex. In particolare l'Ophitron potrà essere usato così nei ricevitori ad ampia gamma di frequenza, come generatore di prova per laboratorio, in apparecchiature di prova militari e come sostituto dei klystron reflex in molte altre applicazioni.
(*g. b.*)

Elaboratore elettronico di dati a basso prezzo con alta velocità operativa

La Divisione Univac della REMINGTON ha annunciato la produzione di un nuovo elaboratore elettronico di dati a basso prezzo, dotato di una velocità operativa fino a trenta volte superiore a quella delle macchine convenzionali a schede perforate.
Il nuovo complesso, che è denominato Elaboratore di schede Univac 1004 (« Univac 1004 Card Processor »), è destinato ad una vasta classe di utenti di attrezzature per schede perforate di piccole e medie dimensioni.
L'Univac 1004 Card Processor scende in campo con ampie possibilità di successo in quanto è l'unico impianto del genere ad essere lanciato sul mercato. Esso inoltre si presenta in tre modelli dotati di diverse possibilità di programmazione.
L'Univac 1004, che consiste in un elaboratore elettronico di dati transistorizzato, con memoria a nuclei, ha una velocità operativa calcolata in microsecondi (milionesimi di secondo). Esso può elaborare schede a 80 o 90 colonne. Nonostante la sua elevata velocità, l'Univac 1004 viene a costare altrettanto o meno dei comuni impianti di macchine a schede perforate, ed è destinato a sostituirli. La lettura, l'elaborazione aritmetica o logica e la stampa veloce sono riunite in una sola compatta unità che rende possibile combinare in un solo processo il calcolo e la stampa.
La velocità di lettura va da 300 a 400 schede al minuto e quella di stampa a 300 righe al minuto. La linea di stampa comprende 132 posizioni di 63 caratteri diversi.
Questa « compatta » unità occupa meno spazio delle due o tre macchine dei comuni impianti a schede perforate. Malgrado i sostanziali aumenti di capacità per le elaborazioni su schede perforate, è minima la preparazione richiesta dal personale per la programmazione. La similarità delle tecniche necessarie alla Univac 1004 e ai comuni impianti per schede perforate, rende possibile sfruttare la preparazione già posseduta dal personale dei Centri meccanografici.
Grazie alla programmazione a pannello, è inutile ai fini dell'immagazzinamento del programma, l'uso delle 961 posizioni della memoria a nuclei magnetici di cui è dotato l'Univac 1004. L'intera capacità della sua memoria rimane quindi disponibile per i dati in entrata e uscita e per i risultati dei calcoli. Il tempo di accesso alla memoria è di 8 microsecondi.
Viene fornito a richiesta dell'acquirente un perforatore di schede, che può essere utile nelle applicazioni che necessitano di schede perforate in uscita in aggiunta alla copia stampata.
La macchina è dotata di caratteristiche altamente versatili per la formulazione di decisioni logiche che facilitano l'uso da parte della direzione aziendale delle tecniche d'eccezione intese a far risaltare determinati punti.
L'Univac 1004, che viene a colmare la lacuna attualmente esistente fra gli elaboratori elettronici e i comuni impianti a schede perforate, verrà consegnato agli acquirenti a partire dal gennaio 1963. Alcune caratteristiche sono: area d'ingombro: cm 170 × 150 × 130; area di lavoro: m 4 × 4; consumo di energia: potenza 3 kVA.
(*i. s.*)

La MARCONI INSTRUMENTS ha presentato recentemente un nuovo generatore d'impulsi, tipo TF1389. Esso consente di ottenere impulsi con tempo di formazione molto breve di polarità positiva o negativa. Può trovare utile impiego nel controllo di amplificatori, oscilloscopi, e può essere anche usato quale generatore per modulazione d'impulsi.

Un piccolo elaboratore elettronico per la ricerca scientifica in psicologia

L'Istituto Nazionale di Psicologia del Consiglio Nazionale delle Ricerche, nel quadro delle ricerche sperimentali psicometriche e psicofisiologiche continuamente in corso, si trova nella frequente necessità di elaborare dati quantitativi i cui effettivi numerici possono giungere a qualche migliaio. Quanto sopra in particolare si verifica nel campo della consulenza che l'Istituto presta ai fini di selezione professionale, civile e militare, che comporta per es. il confronto sistematico dei risultati tratti dalla somministrazione di tests di varia natura (di livello mentale caratterologici, ecc.).
L'elaborazione di questi dati aveva imposto all'Istituto l'impiego di un sistema meccanografico, mediante la traduzione di essi su schede perforate e successive elaborazioni a mezzo di una macchina selezionatrice e ordinatrice. La necessità di validare a posteriori la prognosi fornita dai tests, comporta il confronto dei dati stessi tra di loro e con vari « criteri esterni » di rendimento ed adattamento pro-

La Telonic Industries, Inc., già ben nota per la vasta gamma di generatori a spazzamento di frequenza, ha presentato recentemente altri modelli che qui illustriamo.
Un nuovo generatore, per la gamma da 5 a 1200 MHz e con ampiezza di spazzamento pure variabile tra 5 e 1200 MHz, è stato realizzato partendo da un magnetron sintonizzato per variazione di tensione tra 2400 e 3600 MHz e da un generatore fisso a cavità su 2400 MHz. Le uscite sono fatte battere e il segnale differenza costituisce la frequenza di uscita. Le due frequenze fondamentali e tutte le armoniche indesiderate sono eliminate da un filtro passabasso.
Il generatore ha linearità di ± 0,2 dB entro 100 MHz e di ± 0,75 dB in tutta la gamma. Tensione di uscita 0,25 Veff su 50 Ω con attenuatore a decadi tra 0 e 50 dB.
È il modello SP-1200.

Per il modello SM-2000, la Telonic Industries, Inc., ha realizzato il cassetto LA-1M per frequenze tra 20 e 20.000 Hz, con uscita di 15 V picco a picco su 50 Ω. Si rivela di particolare utilità nell'esame dei circuiti audio.

Un nuovo generatore a spazzamento di frequenza con uscita di ben 4 W nella banda da 330 a 1010 MHz e con possibilità di funzionare sia come generatore RF a spazzamento di frequenza, sia come generatore cw e cw modulato è stato presentato dalla Telonic Instruments, Inc., nello scorso dicembre.
È il modello PD-8.
Ulteriori notizie possono essere richieste al rappresentante per l'Italia Dr. G. Gallo Gorgatti, Milano.

fessionale opportunamente scelti e quindi la determinazione di coefficienti di regressione e di correlazione lineari tra le variabili considerate.
La cospicua mole di calcoli implicati in tali operazioni ha reso indispensabile adottare strumenti che consentissero di eseguire i calcoli necessari con rapidità assai superiore a quella consentita dall'impiego delle tradizionali apparecchiature meccanografiche a schede, integrate da calcolatrici elettromeccaniche. L'Istituto ha pertanto progettato per la parte riguardante l'impiego, e fatto costruire da una ditta specializzata, che ha provveduto alla definizione dell'apparecchio nei dettagli tecnici, un piccolo elaboratore a programma fisso, corredato da un perforatore di nastri e da due « lettori » a cellula fotoelettrica.
Tale elaboratore consente la introduzione di una doppia serie, anche non ordinata, di dati, ciascuno dei quali in due cifre (nel sistema decimale), e quindi il calcolo della sommatorie dei dati di ciascuna serie, dei loro quadrati e dei loro prodotti delle coppie di dati omologhi nelle due serie. I suddetti risultati, come è noto, entrano nella formula per il calcolo dei coefficienti di regressione e di correlazione lineari, che viene attuato o su macchina calcolatrice tradizionale o stimato con nomogrammi.
L'uso della banda perforata (una per ogni serie di dati) consente, mediante l'impiego dei due lettori, tutte le possibili combinazioni a due a due delle serie suddette, sicchè, per esempio, con sole cento bande perforate, corrispondenti ad altrettante variabili, si può effettuare il calcolo di tutte le 4950 intercorrelazioni possibili con un minimo di intervento ed impiegando un tempo inferiore al 10% di quello che sarebbe richiesto con l'impiego delle apparecchiature meccanografiche tradizionali.
Fra le caratteristiche particolari dell'apparecchio, ricordiamo che la capacità dell'elaboratore consente l'introduzione di 100 coppie di numeri, con arresto automatico alla centesima coppia, e pertanto, se la serie dei dati da introdurre supera tale cifra, è necessario registrare in successive partite di 100 o meno, i dati risultanti per ciascuna serie. Questa limitazione è stata imposta dalla necessità che la memoria dell'apparecchio non superasse una certa mole e quindi il suo costo non risultasse eccessivo. L'apparecchio consente inoltre la lettura diretta (e quindi il controllo) dei dati singoli via via introdotti, nonchè dei risultati dell'elaborazione in qualsiasi momento dell'inserimento dei dati. Il controllo della perforazione dei nastri è reso possibile dall'avanzamento degli stessi comandato manualmente e dalla lettura diretta sul pannello dell'apparecchio della cifra perforata. L'elaboratore consente altresì il controllo continuo del numero dei dati introdotti, facilitando in tal modo il compito dell'operatore. (*i.s.*)

Elaboratore elettronico per la previsione del tempo.

Un elaboratore elettronico di dati è stato messo in funzione presso il Laboratorio studi del Servizio Meteorologico del Governo federale allo scopo di perfezionare le previsioni meteorologiche globali a lunga scadenza.
Si tratta di un apparato « IBM Stretch » che simulerà giorno per giorno i cambiamenti del tempo in 10 mila punti del globo allo scopo di impostare su base globale le previsioni meteorologiche.
Per riprodurre i cambiamenti del tempo nelle 24 ore occorreranno 10 miliardi di operazioni con l'eleboratore elettronico.
La programmazione matematica per l'attività dell'elaboratore elettronico dei dati impiegato dal Servizio Meteorologico è stata formulata dal capo del laboratorio studi sulla circolazione generale, dr. Joseph Smagorinsky.
L'apparato stampa le informazioni numeriche sulle condizioni del tempo, per ciascuno dei nove « livelli atmosferici » convenzionali, in corrispondenza di ognuno dei 10.000 punti della rete mondiale, indicando la pressione, la temperatura, la velocità dei venti e l'umidità relativa. Nei calcoli di ciascuno dei 10.000 punti atmosferici si possono prendere in considerazione gli effetti meteorologici di montagne, mari e deserti, nonchè le variazioni dovute alla latitudine e alla stagione. Nel modello si terrà in considerazione anche il calore che la Terra guadagna e perde. Quest'ultimo fattore riveste un grande interesse ai fini del funzionamento della gigantesca « macchina a vapore » del tempo meteorologico.
Mano a mano che si otterranno le serie di equazioni che esprimono con un margine tollerabile di approssimazione le condizioni naturali del tempo, gli scienziati se ne potranno servire per impostare le previsioni a lunga scadenza.
La successione delle operazioni nell'apparato elettronico è stato così spiegata dal dr. Smagorinsky:
In primo luogo, viene costruito un modello matematico incorporante le complesse equazioni che governano i cambiamenti nelle condizioni meteorologiche. Poi, si introduce nell'elaboratore un programma di lavoro che consenta di usare il modello in questione per le previsioni, ogniqualvolta vengono fornite le informazioni sulla pressione, sulla temperatura e su altri fattori meteorologici in corrispondenza di ognuno dei 10 mila punti della rete. Infine, i risultati delle prime previsioni verranno utilizzati dall'elaboratore elettronico per ottenere una seconda previsione e questa, a sua volta, per una terza e così via, sino a quando non si giunga ad una serie soddisfacente di previsioni per l'analisi finale. (*u. s.*)

g. b.

Elementi refrigeranti ad effetto Peltier

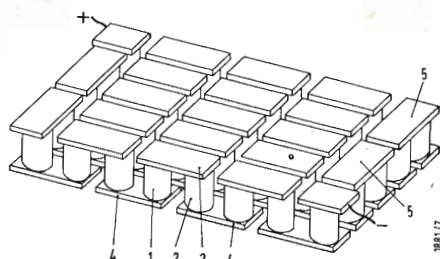
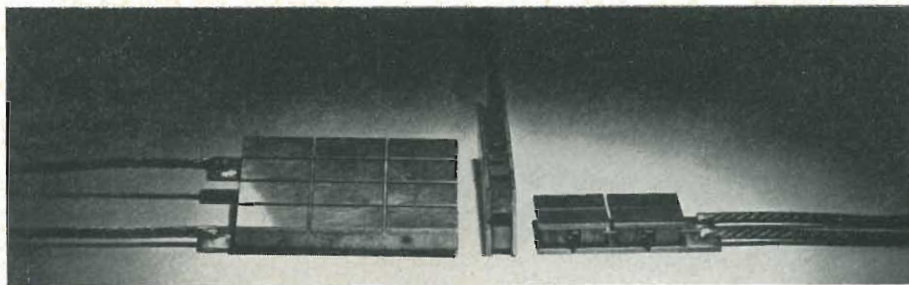



Fig. 1 - Rappresentazione schematica di un elemento refrigerante Sirigor. 1 e 2 sono due cilindretti di materiale semiconduttore diversamente dotato; 3 e 5 sono i ponticelli caldi; 4 è un ponticello freddo.

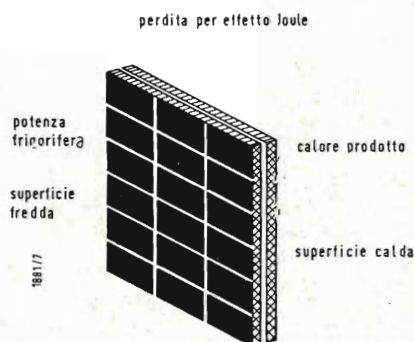



Fig. 2 - Bilancio di potenza di un elemento refrigerante a semiconduttori. Il calore prodotto è pari alla somma della potenza frigorifera Q e della perdita per effetto Juole $I2R$.

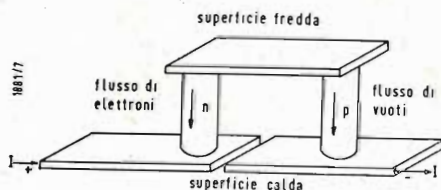



Fig. 3 - Rappresentazione schematica di un elemento Peltier. Sotto il titolo sono raffigurati alcuni elementi refrigeranti di costruzione inglese: i Frigistor della Standard El.

SI DEVE allo sviluppo dei materiali semiconduttori, in particolare dei telluridi, se ora si sono potute porre le premesse per la realizzazione tecnica del raffreddamento termoelettrico, fenomeno fisico questo scoperto fin dal 1834 dal fisico francese Peltier. L'effetto Peltier, così chiamato dal suo scopritore, si può definire nel modo seguente: il punto di saldatura fra due metalli diversi al passaggio della corrente in un senso si riscalda e si raffredda al passaggio in senso inverso. L'effetto raffreddante ottenibile con i metalli è assolutamente trascurabile ed è per questo che finora non si era attuata alcuna realizzazione pratica.

Gli elementi refrigeranti *Sirigor* sviluppati dalla SIEMENS sono costituiti da 18 elementi collegati in serie; per dare solidità meccanica al sistema si annega il complesso di elementi in un blocco di plastica. Inoltre, disponendo opportuanamente i singoli elementi, si ottiene che tutte le saldature calde stiano su una superficie e le fredda sulla superficie opposta (fig. 1). La superficie fredda assorbe energia termica e la trasferisce, secondo l'effetto Peltier, sulla superficie opposta, dalla quale viene irradiato all'esterno assieme al calore generato per effetto joule (fig. 2).

Gli elementi refrigeranti Sirigor misurano 40 × 40 × 8 mm e possono essere montati singolarmente oppure a gruppi. La loro potenza refrigerante, cioè la potenza assorbita dalla superficie fredda, è uguale a 15 W (12,9 kcal/ora), quindi molto alta. Si ottiene il massimo rendimento quando i due cilindretti di ogni singolo elemento sono formati: uno da materiale semiconduttore n ed uno da materiale p, diversamente dotato (fig. 3). Con ciò sia il flusso degli elettroni, sia quello dei buchi (difetto di elettroni) concorrono a dare un effetto refrigerante. La massima differenza di temperatura cioè il massimo scarto di temperatura fra la superficie calda e quella fredda vale circa 60°C nel caso in cui la superficie calda si trovi a 100°C. Gli elementi refrigeranti Sirigor sono previsti sia per funzionare come corpi refrigeranti in aria sia per il raffreddamento di un flusso di liquido. Nel primo caso gli elementi vengono forniti con i ponticelli in rame nudo, nel secondo caso con uno o due scambiatori di calore per liquidi.

Le applicazioni pratiche degli elementi refrigeranti Sirigor, che hanno il vantaggio rispetto agli altri elementi refrigeranti di una più facile regolazione della temperatura, possono essere molte ed interessanti. Le realizzazioni già attuate sono finora limitate ad alcuni campi speciali, si prevede però che entro breve tempo i nuovi elementi potranno interessare tutta la tecnica del freddo e del condizionamento. Attualmente gli elementi Sirigor, che non hanno bisogno di alcuna manuntenzione e sono di durata praticamente illimitata, vengono impiegati per il raffreddamento di zone molto limitate, applicazione questa per la quale sono particolarmente idonei a causa delle loro dimensioni ridotte. Fra tali applicazioni ricordiamo il raffreddamento di componenti elettronici molto costosi e delicati, di recipienti per plasma o tessuti nei laboratori di fisiologia, di portaoggetti per microscopi, nel controllo della velocità di reazione dei processi chimici, nella costruzione di strumenti per la misura del punto di rugiada ed in altri strumenti fisici analoghi. Inoltre con i refrigeranti a semiconduttori si possono realizzare in modo molto semplice delle regolazioni termostatiche in un'ampia gamma di temperature, in quanto le due superfici (calda e fredda) possono scambiarsi, invertendo semplicemente la direzione della corrente.

Il fatto che nei refrigeratori a semiconduttori sia presente contemporaneamente il raffreddamento di una superficie ed il riscaldamento dell'altra può far pensare alla possibilità di costruire per esempio, degli impianti di condizionamento con i quali si possa sia raffreddare che riscaldare, oppure dei frigoriferi con accoppiato uno scaldacqua.

A

Sergio Moroni

Una EL84: tre watt a trecento megahertz

Ai nostri lettori è certamente noto un noioso fenomeno che spesso si presenta negli amplificatori di bassa frequenza che usano tubi elettronici di potenza del tipo a fascio: la presenza di oscillazioni parassite di altissima frequenza, che spesso è molto difficile annullare. Si tratta infatti di un fenomeno di ammassamento (buncking) elettronico nello spazio tra schermo e anodo, reso ancor più ampio dall'effetto direzionale delle placchette deflettrici. Di questo inconveniente si sono occupati vari ricercatori e sopratutto i Laboratori Elettronici Cruft e il gruppo ricerche della Università di Harvard già nel 1938, giungendo a determinare le caratteristiche di oscillazione di vari tipi di tubi elettronici e stabilendo le norme costruttive necessarie per evitare tali oscillazioni parassite.

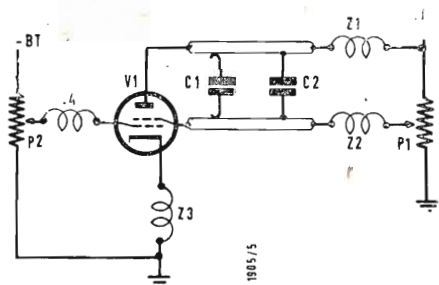



Fig. 1 - Lo schema mette in evidenza quanto sia semplice il circuito impiegato per ottenere un generatore del tipo descritto.

Se questo fenomeno può essere nocivo nel caso degli amplificatori BF si rivela invece di grande utilità quando si vogliano realizzare oscillatori ad alta frequenza capaci di generare potenze elevate: pensiamo al caso dei radioamatori interessati al campo delle onde ultracorte, in lotta con i prezzi di solito notevoli dei tubi finali dei trasmettitori, oppure a quei laboratori che sono impegnati nella realizzazione di trasmettitori per televisione o telecomunicazioni e che necessitano di notevoli potenze di uscita dai loro generatori per poter pilotare gli stadi di potenza, dovendone ricavare le caratteristiche in funzione della frequenza.
In questo ultimo caso si usano particolari oscillatori di notevole costo, oppure occorre costruire un amplificatore a larga banda sufficientemente lineare per amplificare al livello voluto i segnali di un generatore convenzionale.
A questi due problemi, come a qualsiasi altro legato alla generazione di frequenze elevate, può essere data una risposta che, alla semplicità realizzativa, unisce il pregio di un basso costo, essendo basata sull'impiego di tubi elettronici di uso corrente. Nella nostra realizzazione sperimentale ci siamo serviti del tubo EL84 per generare frequenze dell'ordine dei 300 MHz, ottenendo una potenza d'uscita superiore ai 3 W.
Lo schema della fig. 1 illustra quanto sia semplice il circuito impiegato e mette in evidenza la più notevole differenza tra questo e gli altri tipi di oscillatori: la presenza del circuito oscillante tra anodo e griglia schermo, mentre la griglia controllo è a massa e non partecipa all'oscillazione. I potenziali di alimentazione sono quelli convenzionali del tubo e sono regolabili per mezzo di potenziometri per ottenere l'optimum del funzionamento.
La presenza del circuito oscillante tra schermo ed anodo si riallaccia a quanto detto in precedenza sulla presenza di una modulazione a pacchetti degli elettroni, simile a quanto avviene nei clistron, così che l'elemento risonante ha lo scopo di esaltare il fenomeno ed utilizzare, mediante selezione di una particolare frequenza, al massimo l'energia del fascio elettronico. Per la frequenze oltre i 100 MHz è consigliabile usare risonatori del tipo a linee, eventualmente schermate, per ottenere Q elevati ed una maggiore uscita. Logicamente si possono ottenere potenze d'uscita ancora più elevate diminuendo la frequenza, mentre il limite superiore, nel nostro montaggio sperimentale, sembra essere intorno ai 700 MHz, sopratutto a causa dell'induttanza dei collegamenti.
L'alimentazione ad impulsi permette di ottenere uscite di grande potenza a spese di una maggior complicazione dei circuiti: è possibile costruire un piccolo radar a 500 MHz con potenza di picco di 5 kW, unendo al trasmettitore un modulatore a semiconduttori ed un ricevitore parametrico a diodi, collegati ad un'antenna direttiva. Il complesso è veramente portatile e potrebbe trovare applicazioni in campo nautico per piccole imbarcazioni.

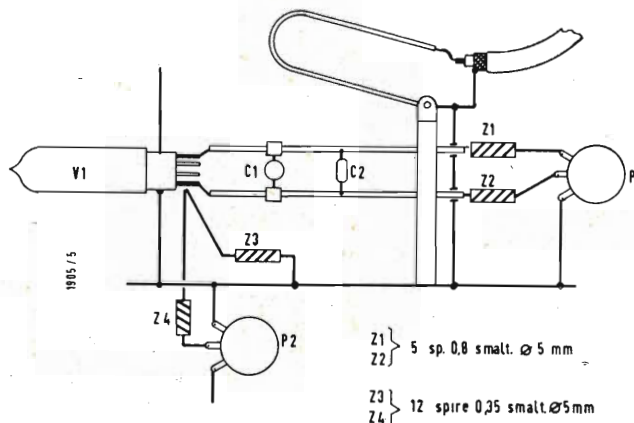



Fig. 2 - Realizzazione sperimentale del circuito di fig. 1. Si è utilizzata una EL84, dalla quale è stato possibile ottenere una potenza di circa 3 W a 300 MKz.

Fig. 3 - Disposizione circuitale, atta ad evitare la presenza di AT sulle linee risonanti.

1. - REALIZZAZIONE SPERIMENTALE

Ritornando al nostro schema esaminiamo in dettaglio la costruzione del modello sperimentale, che, anche dal punto di vista meccanico, può fornire direttive pratiche di realizzazione: ci riferiamo perciò alla fig. 2 cioè allo schema costruttivo.

Lo zoccolo del tubo è montato in modo da permettere la minima lunghezza dei collegamenti tra gli elettrodi e il risonatore a linee. Il materiale da usare è il teflon o il polistirolo in modo da assicurare la minima capacità tra i piedini e ridurre le perdite. Si potrebbe collegare direttamente il tubo ai terminali della linea, ma questa soluzione, oltre ad essere piuttosto impegnativa dal punto di vista delle tolleranze delle dimensioni, non si presta a rapide sostituzioni del tubo. L'impiego dello zoccolo ha ridotto il limite superiore di oscillazione del sistema a circa 700 MHz e perciò ai nostri scopi si è rivelato di completa soddisfazione.

Le varie induttanze di blocco sono realizzate con filo di rame smaltato avvolto su un supporto di polistirolo e la tabella allegata alla fig. 2 fornisce i dati di avvolgimento. Sui fili di alimentazione del filamento sono inoltre inseriti alcuni tubetti di ferrite che provvedono ad un più energico disaccoppiamento.

Per regolare le condizioni di lavoro del tubo si agisce sia sulla tensione di griglia schermo che sulla polarizzazione della griglia di controllo: per la prima tensione si utilizza un potenziometro a forte dissipazione (25 W) che permette di regolarla da zero al massimo dell'alimentazione. La polarizzazione di griglia controllo, ricavata da un alimentatore separato, che utilizza la tensione di filamento, serve a controllare la dissipazione del tubo, che non deve superare i limiti imposti dal costruttore.

Le linee risonanti sono realizzate con tubo di rame argentato da 4 mm, sopportate da distanziali di polistirolo, e ad esse si accoppia la linea di uscita, il cui grado di accoppiamento è determinato dalla posizione relativa tra le due linee.

Qualora si volesse evitare la presenza di tensioni di alimentazione sulle linee occorrerà adottare la soluzione illustrata nella fig. 3, cioè far correre all'interno delle linee i conduttori che portano le tensioni di alimentazione (costituendo così le impedenze di blocco risonanti in quarto d'onda) ed accoppiare gli elettrodi alle linee per mezzo di condensatori ceramici, di piccole dimensioni, da circa 100 pF.

In questo caso i terminali del lato freddo possono essere direttamente a massa. Nel primo caso invece il cortocircuito che determina la lunghezza risonante è realizzata con un condensatore ceramico da 1000 pF e la parte eccedente di linea viene smorzata da un altro condensatore, che può essere a carta, da 10.000 pF.

Per ottenere una rapida variazione della frequenza si impiega un variabile del tipo a farfalla collegato tra le due linee a circa 1/5 della lunghezza a partire dal lato caldo, con i due statori collegati ciascuno ad una linea ed il rotore a massa.

In questo caso si può coprire con continuità e praticamente a livello di uscita costante la gamma tra 100 e 250 MHz, interessante per le applicazioni della televisione.

2. - MODULAZIONE

Notevole interesse può presentare la possibilità di modulare questo oscillatore sia per applicazioni di misura che per i radioamatori interessati alle comunicazioni in fonia ed in grafia.

La modulazione in ampiezza si può

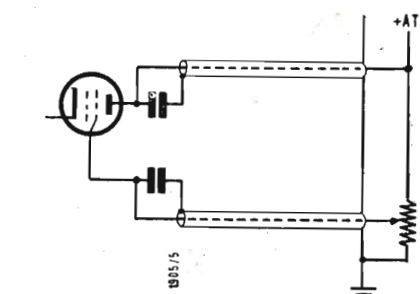
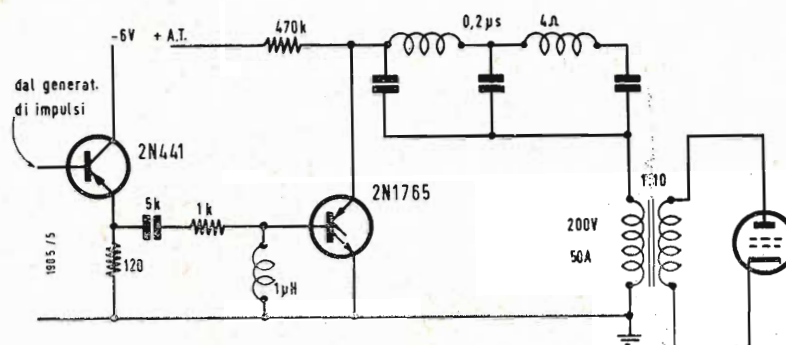



Fig. 4 - Circuito di un modulatore ad impulsi del tipo a linea di ritardo.

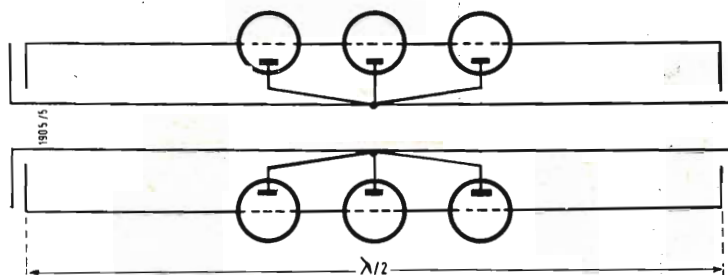



Fig. 5 - Disposizione circuitale atta a consentire il collegamento in parallelo di sei tubi.

ottenere sia agendo sulla corrente anodica che sulla tensione di griglia controllo, con i soliti sistemi: i trasformatori di modulazione da inserire in serie alla alimentazione combinata di anodo e griglia schermo dovranno evidentemente essere calcolati in base alla dissipazione massima del circuito per quanto riguarda il livello di modulazione da raggiungere. A titolo indicativo diremo che profondità di modulazione maggiori del 30% non sono possibili poichè si notano, al di là di questo valore, notevoli riduzioni della potenza di uscita e sovramodulazione.

Per ottenere modulazioni più intense occorre agire sulla griglia controllo, in cui tra l'altro si ha il vantaggio di poter eliminare il trasformatore, che può essere sostituito da un accoppiamento *RC*: si può spingere la modulazione fino al 100% senza inconvenienti. Anche la potenza di modulazione è minima e l'impedenza di modulazione sufficientemente elevata, così che anche un semplice triodo di segnale può bastare. Ai massimi livelli di modulazione si ha linearità sufficiente per assicurare una distorsione inferiore al 3%.

La modulazione di frequenza non è possibile se non agendo in via indiretta e cioè utilizzando, in parallelo alla linea risonante un condensatore a semiconduttore « Varicap » la cui capacità è variata dalla tensione inversa ad esso applicata. Curando opportunamente l'isolamento in continua del varicap, lo spostamento del punto di inserzione dello stesso lungo la linea fa variare l'indice di modulazione, in quanto, per l'effetto di trasformazione dovuto alla distribuzione di tensione e corrente sulla linea, la variazione di capacità apparente in parallelo alla linea diminuisce via via che il punto di inserzione si allontana dal lato caldo.

Non possiamo fornire dati sulla entità della modulazione in quanto essa dipende innanzitutto dalle caratteristiche del condensatore di cui esistono svariati esemplari.

Per la modulazione ad impulsi il circuito da noi impiegato è del tipo a linea di ritardo, con trasformatore ad impulsi per elevare la tensione al livello necessario al tubo. La scarica della linea si ottiene per mezzo di un cortocircuito costituito da un diodo a controllo di fase, pilotato da un generatore d'impulsi a transistori.

Lo schema è quello della fig. 4. Al tubo vengono applicati impulsi di 0.2 µs alla frequenza di 500 Hz, di ampiezza pari a 2000 V con corrente dell'ordine di 5 A. L'impulso ottenuto a radiofrequenza ha un inviluppo del tipo a coseno qua-

dro, che spesso è preferito a quello rettangolare in quanto determina un minor numero di bande laterali e perciò concentra l'energia emessa dal generatore in maniera più efficace.

Poiché la tensione di alimentazione della linea è di 400 V, l'impedenza caratteristica di essa e del trasformatore, al primario, è di 4 Ω, mentre il rapporto spire è di 1 : 10. Il diodo di chiusura della linea deve sopportare una corrente di 50 A per 0.2 μs e perciò può essere del tipo 2N1765.

Il generatore pilota è fornito di uno stadio di uscita con accoppiamento all'emettitore per adattare la bassa impedenza dell'elettrodo di comando del diodo.

Lo stesso circuito può essere realizzato con tubi elettronici, sostituendo al diodo un tiratron ad idrogeno, ma naturalmente la mole e la complicazione dell'insieme aumentano e di pari passo crescono le spese.

3. - COMPLESSO DI POTENZA ELEVATA

Allo scopo di aumentare la potenza di uscita si è studiata la possibilità di combinare in parallelo più tubi, in modo da sommare le uscite in fase ed ottenere livelli di segnale notevolmente più elevati. Evidentemente, per una realizzazione efficiente è necessaria una perfetta equivalenza dei vari tubi e perciò è venuto logico passare ad una struttura risonante di tipo coassiale a simmetria cilindrica: attorno ad un conduttore tubolare centrale sono disposti sei tubi, ciascuno su una faccia di un prisma esagono. Come si vede dalla fig. 5 le griglie schermo sono collegate appunto al prisma esterno, mentre tutti gli anodi si uniscono nel conduttore centrale, isolato dal fondo per mezzo di uno spessore di mica, che costituisce un condensatore di fuga per le alte frequenze, mentre permette l'alimentazione separata degli elettrodi, come illustrato all'inizio di questa esposizione. Sia le griglie controllo che i catodi sono collegati in parallelo e quindi alle rispettive alimentazioni per mezzo di impedenze di blocco, previo attraversamento della parete del risonatore per mezzo di condensatori ceramici passanti. Il risonatore, a differenza di quanto fatto in precedenza, è del tipo a mezza onda, con eccitazione al centro, in modo da schermare completamente il volume interessato all'oscillazione e permettere il prelevamento voluto di energia per mezzo di spire d'accoppiamento. Inoltre, per evitare pericolose scariche, l'alimentazione dei tubi è invertita, essendosi collegato il positivo a massa e perciò l'elettrodo a maggior potenziale è in questo caso il catodo. Ciò si è reso necessario soprattutto per sperimentare la modulazione ad impulsi, che richiede potenziali dell'ordine dei 2000 V.

Con la disposizione indicata, la potenza di uscita a 400 MHz è stata di 20 W ad onda continua e di 50 kW ad impulsi.

Date le ridotte dimensioni della cavità coassiale non si presentano fenomeni di risonanza spurie, ma certamente, aumentando la frequenza, la disposizione stellare dei collegamenti degli anodi indurrà modi trasversi di ordine più elevato che ridurranno la potenza di uscita. Si può ritenere tuttavia che, impiegando cavità di bassa impedenza caratteristica (in cui cioè il rapporto tra i diametri dei conduttori sia vicino all'unità) si potranno ottenere notevoli potenze fino ad oltre i 700 MHz.

In tutte queste prove si sono impiegati carichi artificiali a perfetto adattamento di 50 Ω, valore standard per le linee, secondo la norma americana. Per scopi dimostrativi si possono impiegare invece lampadine di adatta potenza, provvedendo ad un adattamento di massima per mezzo di un trimmer. Per le misure di frequenza si è fatto uso di linee di Lecher bifilari, determinando i minimi delle onde stazionarie con un voltmetro a diodo. L'accoppiamento in questo caso era molto lasco per non turbare con risonanze spurie la misura. Il fenomeno infatti più frequente nella misura della frequenza di circuiti risonanti a cavità è quello del trascinamento (pulling) dovuto al presentarsi di suscettanze in parallelo alla cavità per effetto degli accoppiamenti esterni di altre unità risonanti: linee, sonde di misura, carichi non perfettamente adattati ecc.

4. - CONCLUSIONE

Queste esperienze, che possono anche avere un immediato interesse pratico per chi abbia problemi di costo delle apparecchiature, aprono un più vasto campo di indagine ai ricercatori ed ai progettisti, che possono, alla luce delle prove, studiare interessanti adattamenti di tubi particolarmente creati per frequenze elevate.

Evidentemente la riduzione dell'induttanza dei collegamenti, la struttura più compatta degli elettrodi permettono di spingere i limiti di oscillazione molto in alto e con efficienza ancora più elevate. Attualmente i nostri studi sono indirizzati all'impiego di pentodi di potenza del tipo nuvistor, in cui le ridotte dimensioni giocano a favore dell'aumento della frequenza limite e delle possibilità di accoppiamento in parallelo di un maggior numero di tubi. Con questi tubi è pensabile anche un sistema generatore che utilizza gruppi di tubi disposti in risonatori accoppiati ad opportuna distanza ad una guida d'onda, in modo da sommare spazialmente le varie uscite, come si è già fatto in alcuni acceleratori di particelle ed in un radar di elevatissima potenza.

A.

Antonio Longhi

Linee risonanti in mezza lunghezza d'onda caricate per la banda delle UHF

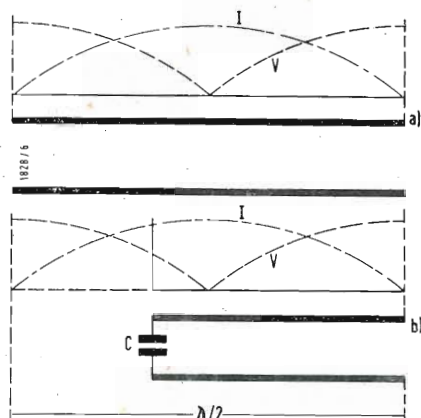



Fig. 1 - Distribuzione della corrente e della tensione di un circuito a linea aperta in $\lambda/2$; *a*) = non caricata; *b*) = caricata con capacità ad un solo estremo.

1. - PRINCIPI GENERALI

Quando si è introdotto il secondo programma TV è cominciato un intenso sviluppo di selettori di canali e di strumenti di misura per la banda UHF. Questa gamma di frequenze fu stabilita dalla conferenza per le lunghezze d'onda di Stoccolma, nell'intervallo di frequenze da 470 fino a 854 MHz. Per queste alte frequenze non si possono costituire i circuiti oscillatori di tipo comune con elementi circuitali concentrati; nei selettori di canali UHF e negli strumenti generatori e vobulatori degli apparecchi di misura, si sono invece adottate senza eccezione linee risonanti, sotto forma di linee coassiali o di linee a conduttori paralleli.

I circuiti a linee sono tronchi di linea, che si trovano in risonanza. Fra i tronchi di linee si distinguono quelli che sono aperti, e quelli che sono in corto circuito ad un loro estremo. Si ha risonanza di tipo parallelo con linee aperte di lunghezza $\lambda/2$, λ, $\frac{3}{2}\lambda$ ecc., mentre si ha risonanza di tipo serie con lunghezze $\lambda/4$, $\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$ ecc. La linea

estremo aperto ($I_l = 0$)

estremo in c.^{to} c.^{to} ($U_l = 0$)

cortocircuitata ad un estremo presenta invece risonanza parallela con le lunghezza $\lambda/4$, $\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$ ecc., e risonanza serie con le lunghezze $\lambda/2$, λ, $\frac{3}{2}\lambda$ ecc.

All'estremità di questi tronchi di linea risonanti, l'onda ivi propagantesi viene totalmente riflessa. Con la presenza dell'onda di ritorno si genera un'onda stazionaria con nodi e ventri di tensione e di corrente facilmente localizzabili. Nella trattazione che segue si considerano linee senza perdite, cioè le ampiezze dell'onda incidente e di quella di ritorno devono essere ritenute uguali. L'attenuazione dell'onda viene spesso trascurata nella trattazione matematica dei brevi tronchi di linee RF, perchè la distribuzione della corrente e della tensione nel tronco di linea è approssimativamente la stessa come nel caso di perdite nulle.

Per la distribuzione della tensione e della corrente valgono le seguenti equazioni delle linee:

$$U_0 = U_e \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\, I_e Z \operatorname{sen}\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (1)$$

$$I_0 = I_e \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\,\frac{U_e}{Z} \operatorname{sen}\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (2)$$

dove:

U_0 = tensione all'inizio della linea;
U_l = tensione alla fine della linea;
I_0 = corrente all'inizio della linea;
I_l = corrente alla fine della linea.
l = lunghezza della linea

$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$ = lunghezza d'onda di lavoro;
Z = impendenza della linea

Dividendo la (1) per la (2) si trova l'espressione della resistenza apparente di entrata del circuito a linea risonante:

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0} = -j\, Z \operatorname{cotg}\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (3);$$

$$R_0 = \frac{U_0}{I_0} = +j\, Z \operatorname{tang}\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (4).$$

Alla risonanza parallela R_0 assume il valore ∞ mentre alla risonanza serie assume il valore zero.

A motivo dell'accordabilità richiesta e della costituzione interna di un circuito elettrico, si deve considerare, nel dimensionamento di una linea risonante, qualunque carico dovuto agli elementi circuitali adiacenti. Si può allungare o accorciare elettricamente la lunghezza

Fig. 2 - Circuito anodico formato da un circuito a linea in $\lambda/2$ sintonizzabile. (linea coassiale)

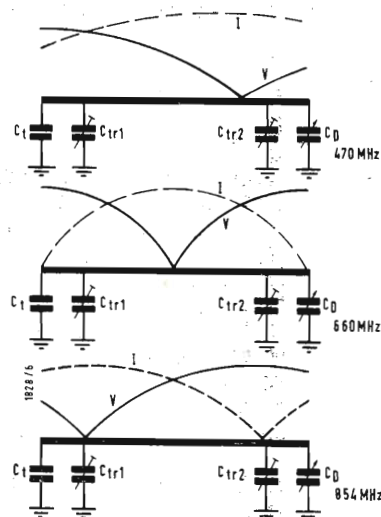



Fig. 3 - Posizioni particolari del nodo di tensione e del ventre di corrente alle frequenze basse, medie e alte.

della linea mediante opportune capacità o induttanze. In pratica sono particolarmente interessanti allungamenti elettrici, perchè permettono di costruire linee di piccola lunghezza. Se in un ventre di tensione di un circuito a linea si trova una capacità, la lunghezza elettrica della linea risonante risulta aumentata. Ciò significa, quindi, che la lunghezza geometrica può essere diminuita, se si deve mantenere la stessa frequenza di risonanza, come nel caso di assenza di carico. Analogamente la lunghezza elettrica risulta aumentata quando si connette un'induttanza in un ventre di corrente. Una capacità in un ventre di corrente, o un'induttanza in un ventre di tensione comportano invece elettricamente un'abbreviazione: ora si deve allungare geometricamente la linea, quando si debba riportare alla stessa frequenza di risonanza il circuito a linea, come nel caso di assenza di carico.

2. - FISICA DELLA LINEA $\lambda/2$ CARICATA CON CAPACITÀ

Allo stato attuale della tecnica, per i selettori di canali UHF si adotta, salvo poche eccezioni, come circuito oscillatorio la linea risonante in $\lambda/2$ aperta ad un estremo. Per poter studiare con maggior precisione le proprietà di questa linea risonante in $\lambda/2$ che si trova in risonanza di tipo parallelo, si facciano le seguenti considerazioni.

La fig. 1*a* mostra schematicamente la distribuzione della corrente e della tensione dell'onda stazionaria di una linea risonante in $\lambda/2$, col nodo di tensione ed il ventre di corrente alla distanza $\lambda/4$ dagli estremi. In fig. 1*b* è pure rappresentata l'azione di allungamento elettrico di una capacità nel ventre di tensione. La lunghezza geometrica della linea deve essere accorciata, poichè $\lambda/2$ deve essere in entrambi i casi dello stesso valore. Si noti inoltre, che con la linea caricata capacitivamente nel nodo di tensione, ossia nel ventre di corrente (in posizione $\lambda/4$), viene tolto un tratto della metà della linea geometrica. La fig. 2 mette in evidenza l'uso pratico del circuito a linea in $\lambda/2$ in un sintonizzatore UHF. L'accordo si fa col condensatore variabile C_D nel ventre di tensione all'estremo aperto della linea. Il triodo (per es. PC 88 o PC 86) si trova esso pure nella zona di un ventre di tensione. I condensatori di regolazione C_{Tr1} e C_{Tr2} sono i cosidetti compensatori di nodo. Essi servono per la determinazione delle frequenze agli estremi della banda (470 e 854 MHz), mediante taratura in due punti. Durante l'accordo del circuito a linee variano il nodo di tensione ed il ventre di corrente lungo la linea. Al centro banda (600 MHz) il nodo di tensione (ventre di corrente) si trova circa alla metà del conduttore interno, all'estremo superiore della banda (854 MHz) si trova sul condensatore C_{Tr1} e all'estremo inferiore della banda (470 MHz) si trova in prossimità del compensatore di nodo C_{Tr2}. In fig. 3 sono indicati schematicamente i nodi di tensione ed i ventri di corrente per i limiti di banda e per il centro banda.

La suscettanza in derivazione di uscita di un tubo elettrico montato all'entrata di un circuito a linee viene opportunamente considerata come la suscettanza d'uscita di un breve tronco di linea equivalente, che sia premesso al suo proprio circuito a linee. Ma la suscettanza di uscita del tubo è dipendente dalla frequenza: essa aumenta secondo una legge fissa all'aumentare della frequenza. La dipendenza dalla frequenza della suscettanza in parallelo, di uscita del tubo deve essere riportata corrispon-

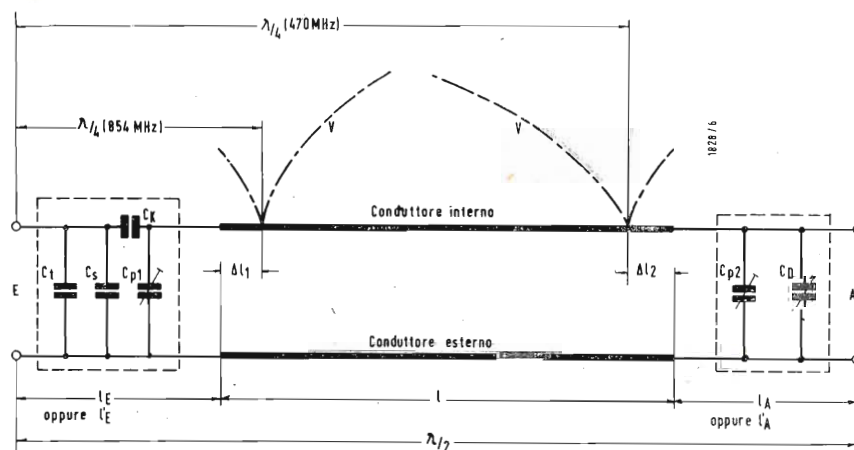



Fig. 4 - Accorciamento geometrico di un circuito a linea aperta in $\lambda/2$ per UHF mediante carico capacitativo ad entrambi gli estremi.

dentemente sul menzionato tronco di linea equivalente. Ciò si traduce in una variazione di lunghezza del tronco di linea equivalente premesso. Per il cablaggio dello zoccolo del tubo la capacità C_s parassita del circuito agisce come una capacità in parallelo. Il condensatore di accoppiamento fra l'anodo e l'inizio interno della linea agisce evidentemente come una capacità in serie; esso abbassa perciò di nuovo il carico, che si avrebbe avuto attraverso C_t e C_s. Oltre al carico capacitivo dovuto al tubo, vi è pure all'entrata della linea la capacità in parallelo C_{p1}, che è costituita dal compensatore di nodo C_{Tr1} vicino al tubo e dal valore di capacità C_1 di un condensatore fisso. Il condensatore fisso C_1 deve soltanto allungare ancora di più elettricamente il circuito a linea, affinché le dimensioni costruttive del risonatore possano essere rimpicciolite ulteriormente. Il condensatore C_1 può essere rappresentato con un compensatore corrispondente più grosso.

In fig. 4 le capacità che caricano l'entrata della linea sono rappresentate come un tronco di linea equivalente premesso. La lunghezza dipendente dalla frequenza di questo tronco di linea sia designata con l_E alle alte frequenze (854 MHz) e con l'_E alle frequenze basse (470 MHz). La suscettanza del condensatore variabile all'uscita allunga pure, elettricamente la linea risonante. Il valore capacitativo del compensatore di nodo C_{Tr2} ed il valore capacitativo di un eventuale condensatore presente C_2 costituiscono il carico della linea al lato uscita, agendo come capacità in parallelo C_{p2} insieme con la capacità del variabile C_D.

In fig. 4 le capacità C_{pr} e C_D sono pure rappresentate come un tronco di linea equivalente. La lunghezza dipendente dalla frequenza di questo ricordato tronco di linea viene designata con l_A alle alte frequenze (854 MHz) e con l'_A alle basse frequenze (470 MHz). Se l rappresenta la lunghezza costruttiva effettiva (lunghezza geometrica) del circuito a linea, si stabilisce la lunghezza elettrica attiva ($\lambda/2$) come segue (i dati di lunghezza valgono per dielettrico aria):

a 854 MHz $\quad l_e = l_E + l + l_A \cong 17{,}56$ cm $\quad$ (5)

a 470 MHz $\quad l_e = l'_E + l + l'_A \cong 31{,}9$ cm. $\quad$ (6)

Il circuito del tubo deve essere adattato come coniugato complesso alla suscettanza apparente di entrata. (A motivo dell'aver trascurato le perdite, si tratta, con la linea risonante, di una pura conduttanza di entrata). Il valore positivo della suscettanza di carico (capacitiva) viene presa uguale alla suscettanza negativa (induttiva) della linea. Il valore reciproco dell'equazione (3) fornisce l'andamento della conduttanza dipendente dalla lunghezza della linea, dell'entrata della linea.

La figura 5 è il grafico della (7).

$$G_0 = \frac{1}{R_0} = \frac{1}{Z}\,\mathrm{tg}\,\frac{2\pi l}{\lambda} \qquad (7)$$

Si rileva il carattere induttivo della linea nell'intervallo $\lambda/4 < l < \lambda/2$, e il carattere capacitivo nell'intervallo $0 < l < \lambda/4$.

Con una chiusura coniugata complessa la capacità del carico deve essere scelta grande in modo che la grandezza della suscettanza del condensatore $+ j\omega C$ colleghi il punto P della curva, corrispondente alla lunghezza l della linea, coll'ascisse.

3. - CALCOLO DI UN CIRCUITO A LINEA IN $\lambda/2$

Questo paragrafo si occupa del modo di calcolo di un circuito a linea in $\lambda/2$ accordabili. Per la determinazione delle equazioni si assume come base la fig. 4. Il circuito oscillatorio deve essere sintonizzato fra 470 MHz e 854 MHz mediante un condensatore variabile collegato all'estremo della linea. Il circuito a linea stesso costituisce il circuito anodico di un tubo, come già si è messo in evidenza in fig. 2. Da un diagramma indicatore, ricavato dalle caratteristiche del tubo, per la suscettanza di uscita, si è dedotto per il tubo adottato il valore corrispondente di G_t (per es. 20 mS per il triodo PC88) al limite superiore della banda (854MHz). La capacità distribuita del cablaggio sia stimata in media (per es. 3pF); la suscettanza inerente per 854MHz sia $G_s = \omega C_s$.

La suscettanza in parallelo del circuito è dunque.

$$G_{ts'} = G_t + G_s \qquad (8)$$

Successivamente si deve valutare la capacità del condensatore di accoppiamento C_k (confronta fig. 4). Si possono adottare diversi valori secondo il tubo impiegato e il tipo di stadio (oscillatore o preamplificatore). Come tubo oscillatore dello stadio mescolatore autooscillante si usa oggi il triodo PC86. Questo stadio viene accoppiato molto largamente (per es. con 7pF) al circuito accordato dell'oscillatore, perchè durante la sintonizzazione del circuito a linea il circuito FI, che si trova in parallelo, non deve essere ritoccato. Come corto circuito per la FI si connette spesso opportunamente una bobina per UHF fra il conduttore interno ed il conduttore esterno del circuito dell'oscillatore.

Lo stesso tubo richiede, a motivo della relativamente grande attenuazione dell'oscillazione, piccoli valori per C_k, diciamo 10 ÷ 20pF, quando si debba

Fig. 5 - Adattamento coniugato complesso di una capacità a un tronco di linea [$\lambda/4 < l < \lambda/2$].

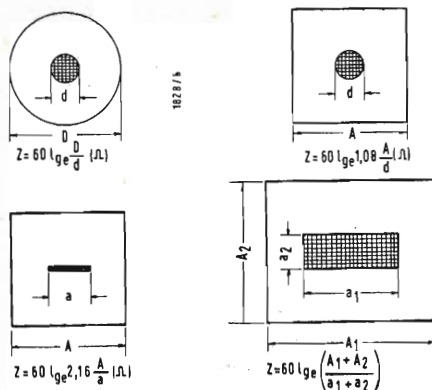



Fig. 6. - Forme di seaioni trlsversali rette di alcune linee a tubi, con le formule per l'impedenza.

rinunciare alla neutralizzazione. In questo caso la banda del circuito deve spesso essere diminuita con una resistenza di smorzamento. Oggi si usa nel preamplificatore del selettore di canali il tubo PC88, perchè possiede una capacità di reazione C_{ak+f} sostanzialmente minore di quella del tubo PC86. Non è qui pure più strettamente necessaria una neutralizzazione del circuito a linea con più forte accoppiamento ($C_k = 50 \div 100$pF).
Quando sia noto il valore del condensatore di accoppiamento ($G_k = \omega C_k$).
si può calcolare la conduttanza in serie:

$$G' = \frac{G_{t,s} \cdot G_k}{G_{t,s} + G_k} \qquad (9)$$

La suscettanza in parallelo a G', ωC_{p1} è costituita insieme dal compensatore di nodo a lato del tubo G_{Tr1} (p. es.: valore medio di lavoro 3pF) e dal condensatore fisso C_1. Per potere determinare C_1 si consideri che: il nodo di tensione a 854MHz in una linea non caricata si trova distante di $\lambda/4 = 8{,}78$ cui dall'entrata, con una linea caricata capacitivamente l'abbreviazione massima deve essere solo limitata ad un valore tale che il nodo di tensione venga a giacere ancora con sicurezza sul conduttore interno (v. fig. 4).

$$l_E = \lambda/4 \; (854 \text{ MHz}) - \Delta l_1 \qquad (10)$$

Δl_1 sta spesso fra 0,5 e 1 cm.

La conduttanza generale G, che provoca l'accorciamento l_E (a 854 MHz) vale:

$$G_{854} = G' + G_{P1} = G' + \omega\,(C_{Tr1} + C_1); \qquad (11)$$

G_{854} è assunto come tronco di linea equivalente (v. equazione 7) e fornisce per la determinazione di C_1:

$$C_1 = \frac{1}{\omega Z} \operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_E}{\lambda} - \left(\frac{G'}{\omega} + C_{Tr1}\right), \qquad (12)$$

dove Z = impedenza della linea risonante (per es. 120 Ω).
Come per la massima frequenza il nodo di tensione può trovarsi all'estremo dalla parte del tubo del conduttore interno si deve scegliere la lunghezza del conduttore interno, in modo alla frequenza più bassa (470 MHz) il nodo di tensione si trovi all'estremo del conduttore interno dalla parte del condensatore. La corretta posizione del conduttore interno si imposta con un calcolo a 470 MHz.

L'ammettenza di uscita dei tubi adottati viene letta sullo stesso diagramma pure per la frequenza bassa di 470 MHz (per es. $G_t = 10$ mS per il tubo PC88).

La capacità distribuita C_s possiede ugual valore; ora però bisogna mettere in conto la ammettenza dispersa per la bassa frequenza ($G_s = \omega\, C_s$).
Per la conduttanza in parallelo $G_{t,s}$ vale ancora le equazione (8), mentre per la conduttanza in serie vale l'equazione (9). La conduttanza G_k deve essere stabilita per 470 MHz.
L'abbreviazione della linea dovuta alla presenza in circuito della conduttanza 6 tale G_{470} — spezzone di linea equivalente, vedi analogamente equazione (11) — si trova mediante la risoluzione dell'equazione (7) rispetto alla lunghezza l.

$$l'_E = \frac{\lambda}{2\pi} \text{ arc-tg } (G_{470} \cdot Z) \qquad (13)$$

La lunghezza del conduttore interno si trova finalmente con la:

$$l = \lambda/4 \; (470 \text{ MHz}) + \Delta l_2 - l'_E \qquad (14)$$

Δl_2 giace ordinariamente fra 0,5 e 2 cm.
Per proporzionare il condensatore variabile, si calcola il valore minimo alle alte frequenze ed il valore massimo alle basse frequenze.
La capacità iniziale del puro sistema di placche sia C_{D0} (per es. 0,5 pF). La capacità in parallelo C_{p2} si pone assieme alla capacità del compensatore di nodo C_{Tr2} (per es. 1,5pF) e ad una capacità C_2 necessaria secondo le circostanze. Per la conduttanza totale da diminuire (854 MHz) all'uscita della linea, segue dunque:

$$G_{851} = \omega\, C_{D0} + \omega\, C_{p2} = \omega\, [C_{D0} + G_{Tr2} + C_2] \qquad (15).$$

La lunghezza dello spezzone di linea equivalente del valore di conduttanza G_{854}, vale:

$$l_A = \lambda/2 \; (854 \text{ MHz}) - (l_E + l) \qquad (16)$$

La capacità fissa C_2 viene calcolata in definitiva come:

$$C_2 = \frac{1}{\omega Z} \operatorname{tg} \frac{2\pi\, l_A}{1} - [C_{D0} + C_{Tr2}] \qquad (17).$$

La capacità massima del condensatore variabile si compone del valore massimo del sistema privo di piastre, della capacità del compensatore di nodo e della capacità fissa esistente intorno:

$$C_{max} = C_{Dmax} + C_{Tr2} + C_2 \qquad (18)$$

La lunghezza da accorciare del circuito d'accordo a 470 MHz, vale:

$$l'_A = \lambda/2 \; (470 \text{ MH2}) - (l'_E + l) \qquad (19)$$

La cercata capacità massima si trova finalmente essere:

$$C_{max} = \frac{1}{\omega z} \operatorname{tg} \frac{2\pi l'_A}{\lambda} \qquad (20)$$

La pendenza di accordo $\frac{d\lambda}{dC}$ è buona tanto per piccoli rapporti C_{max}/C_{min} di capacità, quanto per grandi rapporti. Scegliendo una grande impendenza della linea risonante l'acutezza dell'accordo può risultare aumentata, perchè la necessaria lunghezza di linea diminuisce. Infine si deve qui ricordare ancora una volta che, a motivo della taratura senza reazione, il compensatore di nodo viene calcolato in modo che T_{r1} venga a trovarsi nel nodo di tensione a 854 MHz, che T_{r2} venga a trovarsi nel nodo di tensione a 470 MHz. Teoricamente perciò dovrebbe essere messa in conto la capacità del compensatore C_{Tr1}, rispettivamente C_{Tr2}, semplicemente prima, rispettivamente dopo la linea l. Nell'equazione (11) si può trascurare la conduttanza G_{p1}, analogamente nell'equazione (18) la capacità C_{Tr2} si può considerare assente, perchè queste capacità di regolazione (che pure giacciono nei nodi di tensione) non costituiscono un carico. In pratica si constata anche che l'assenza di reazione non è pienamente realizzabile a motivo della presenza della superficie di ancoraggio del conduttore interno. Le frequenze delle emissioni in questo campo vengono stabilite mediante ripetute tarature in due punti

Per una corretta esecuzione della taratura è perciò utile non trascurare completamente le capacità dei compensatori, che si trovano nei nodi di tensione. Il calcolo del circuito a linee qui presentato è in prima approssimazione da considerarsi come un metodo ausiliario di confronto per la pratica fabbricazione del circuito oscillatorio. Per la presenza di elementi circuitali, p. es. della resistenza catodica e della bobina di filamento, poi per il clabaggio dei condensatori fissi, per il condensatore variabile relativamente grosso in relazione alla lunghezza della linea e in seguito alle differenti lunghezze del conduttore esterno (il conduttore esterno viene contemporaneamente sfruttato come involucro schermante contro i campi induttori) possono verificarsi inconvenienti. Tutto ciò dà un risultato che si scosta alquanto da quello teorico, perchè le caratteristiche costruttive non sono state prese in considerazione con sufficiente precisione. Con le relativamente alte frequenze della banda UHF è di grande utilità nella costruzione dei circuiti a linee una certa esperienza pratica.

Il procedimento di calcolo qui indicato rappresenta un notevole ausilio per la pratica. Inoltre vogliamo fornire ancora alcuni schiarimenti per la impedenza Z delle linee di uso corrente. Per ciascuna sezione retta è data la corrispondente formula per l'impedenza Z. Le formule sono valide quando siano verificate le premesse seguenti: $\mu = 1$; $\varepsilon_r = 1$ e $D/_d$, oppure A/d, oppure $A/_a$ siano > 2.

Se si vuole realizzare un circuito oscillatorio di bontà ottima, si deve ricevere il corretto rapporto dei diametri, per il quale lo smorzamento della linea raggiunge un valore minimo. Come esempio riportiamo qui la linea a tubi concentrici. Per lo smorzamento si trova generalmente nella lettura la relazione:

$$\alpha_R = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}\, R_E}{D} \quad \frac{1 + D/d}{120\,\pi\,\lg_e D/d} \quad [\mathrm{N/cm}] \qquad (21)$$

in cui R_E = resistenza di superficie (dipendente dalla frequenza, dalla conduttività del materiale e dalla permeabilita
ε_r = costante dielettrica (in aria $\varepsilon_r = 1$)
D = diametro esterno
d = diametro interno.

Il rapporto ottimo D/d fra i diametri per la minima attenuazione si trova annullando i quozienti differenziali α'_R della funzione α_R. Così facendo si previene all'equazione trascendente in D/d:

$$\lg_e D/_d = \frac{1}{D/d} \qquad (22)$$

L'intersezione delle due funzioni fornisce il risultato per la minima attenuazione del cavo coassiale; questo risultato è il rapporto 3,6 fra i diametri. Ciò corrisponde ad un cavo coassiale con un'impedenza di 77Ω.
Allo scopo di ottenere il miglior adattamento, o — come già ricordato sopra — per raggiungere una maggiore acutezza di sintonia del condensatore viariabile, l'impedenza Z viene scelta maggiore di quella che sarebbe necessaria per la bontà ottima del circuito. In pratica i valori di impedenza per i circuiti oscillatori di selettori di canali UHF, giacciono fra 120 e 140 Ω. Per le linee risonanti molto brevi con grande acutezza di sintonia si trovano usati valori di impedenza $Z \geqq 200\ \Omega$.

4. - BIBLIOGRAFIA

H. Ocker: *Circuiti oscillatori nelle bande IV e V di TV*. Funkschau 1959-Heft 18, pag. 445

H. Meinke e F.W. Gundlach: *Vademecum del tecnico dell'alta frequenza*. Ed. Springer - Berlino - Gottinger - Heidelberger, 1958

H. Hirt: Kapazitätsbeschwerte λ/2 - Leitungskreise für den UHF-Bereich. Funkschau 1962 - Heft 5, pag. 117.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Rex serie S e TVS

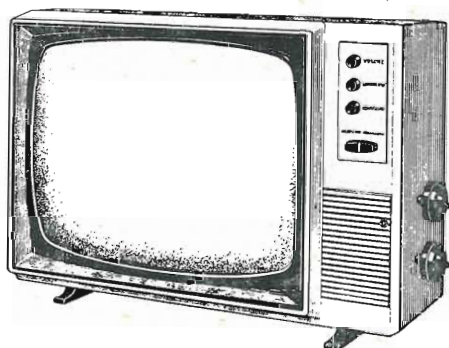



Fig. 1

1. - GENERALITÀ

I televisori della serie S-TVS sono costruiti dalle INDUSTRIE ELETTRONICHE S.A. di Pordenone: le principali caratteristiche sono le seguenti: Cinescopio alluminato a 110°, da 19" o da 23"; mobile in mogano lucidato in poliestere; frontale e schienale in polistirolo antiurto. L'accensione, lo spegnimento ed il cambio di programma sono comandati tramite dei tasti frontali; lo stesso sistema è usato per i comandi relativi il contrasto, la luminosità ed il volume del suono.

L'impedenza di ingresso, tanto in UHF quanto in VHF, è di 300Ω bilanciati. La media frequenza video corrisponde a 40,15-47,15 MHz,

Altoparlante ellittico 130×80. Alimentazione con tensione alternata a 220 V 50 Hz. Consumo 150 VA.

Le dimensioni del TV da 19" sono: 50×67×36 centimetri. Quelle del TV da 23": 43×56×30 centimetri.

2. - VALVOLE E RELATIVE FUNZIONI

V_{501} = PCC189 amplificatrice a radio frequenza VHF (cascode); V_{502} = PCF86 oscillatrice-mescolatrice VHF; V_{503} = PC88 amplificatrice a radio frequenza UHF; V_{504} = PC86 oscillatrice-mescolatrice UHF; V_{201} = EF183 1° amplificatrice media frequenza video; V_{202} = EF184 2° amplificatrice media frequenza video; D_{201} = diodo OA70 rivelatore video; V_{101} = PCL84 finale video, separatrice di sincronismo; V_{102} = PCF80 media frequenza audio 5,5 MHz, invertitrice di sincronismo; V_{103} = PCL86 preamplificatrice e finale audio; D_{101} = diodo OA79 rivelatore a rapporto; D_{102} = diodo OA79 rivelatore a rapporto; D_{105} = OA81 clamper di sincronismo; D_{103} = RL247 discriminatore per CAF; D_{104} = RL247 discriminatore per CAF; D_{501} = 1S1697S raddrizzatore tensione anodica; V_{301} = PCL85 oscillatrice e finale di quadro;

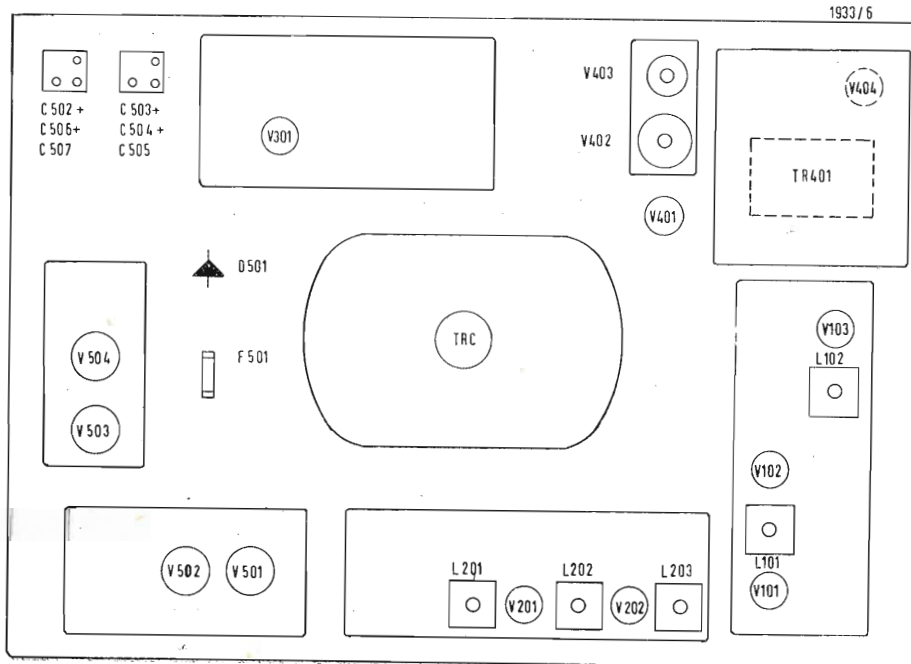



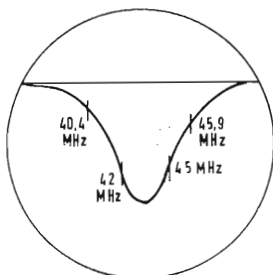
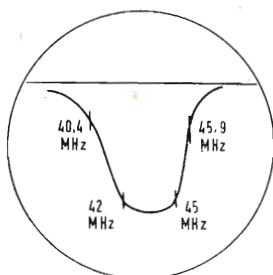
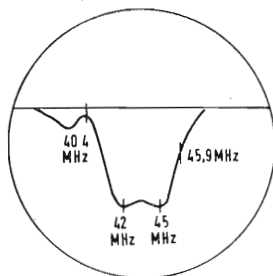
Fig. 2

VDR_{301} = E298ZZ/01 limitatrice uscita di quadro; V_{401} = PCF80 oscillatrice di riga, tubo a reattanza; V_{402} = PL36 finale di riga; V_{403} = PY88 damper; V_{404} = DY87 rettificatrice EAT; VDR_{401} = E298ZZ/01 stabilizzatore uscita di riga; TRC_{501} = AW47-91 (19"); AW59-91 (23") cinescopio.

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

3. - VALVOLE PER L'INSTALLAZIONE DEL TELEVISORE

Non resta che seguire le norme indicate già in altre occasioni, tenendo presente che nel caso in cui la discesa di antenna consista in cavo coassiale da 75 Ω, è necessario eseguire l'adattamento di impedenza. Qualora sia necessario, correggere la geometria dell'immagine valendosi del monoscopio emesso dal trasmettitore, si dovrà procedere nel seguente modo:

3.1. - Regolazione della geometria dell'immagine

Portare il comando relativo l'ampiezza orizzontale al minimo e regolare la frequenza orizzontale, come sarà indicato nel paragrafo relativo le norme per l'allineamento. Regolare successivamente l'ampiezza orizzontale e centrare, tanto orizzontalmente quanto verticalmente, l'immagine, facendo uso dell'apposito centratore a doppio anello magnetico che è connesso al giogo di deflessione, dopo aver regolato l'ampiezza e la linearità verticale.
Le eventuali deformazioni delle righe, in alto od in basso, si correggeranno agendo sui due magnetini posti al centro del giogo, uno sotto e l'altro sopra. I due magnetini laterali hanno il compito di permettere la regolazione delle eventuali deformazioni verticali, e di consentire una buona linearità orizzontale. Tale regolazione deve essere eseguita con l'aiuto di un giravite e di una apposita chiave.

3.2. - Ritardo AGC del sintonizzatore VHF. Segnali eccessivi

Qualora i segnali siano molto deboli, e comunque dell'ordine di qualche centinaio di μV, è opportuno introdurre un certo ritardo nel circuito AGC del sintonizzatore. Ciò si ottiene girando per circa 1/6 di giro, in senso orario, l'apposito potenziometro. Dovendo superare tale angolazione, è consigliabile controllare, mediante un voltmetro a valvola, che la polarizzazione del sintonizzatore non diventi positiva.
In presenza di segnali molto intensi occorre ruotare in senso antiorario il potenziometro posto sul gruppo e che sullo schienale è contrassegnato dalla dicitura *attenuatore*, fino ad eliminare l'eventuale saturazione che si manifesti con il contrasto al massimo. Naturalmente in questo caso il potenziometro di ritardo ACG dovrà essere portato al minimo.

4. - ALLINEAMENTO

Qualora si proceda al cambio di qualche valvola di media frequenza od anche relativa a gruppi a radio frequenza, o nel caso in cui il video e l'audio non siano soddisfacenti, può essere opportuno procedere all'allineamento dei circuiti a MF o RF. Come abbiamo detto più volte dette operazioni debbono essere iniziate almeno dopo una ventina di minuti che il televisore è stato acceso. Inoltre, dato che il telaio è connesso con un capo della rete, è consigliabile l'interposizione di un trasformatore separatore.
Gli strumenti necessari per l'allineamento sono i soliti: Un wobbulatore che copra i campi di frequenza necessari. Un marker, con calibratore a quarzo. Un oscillografo ad alto guadagno, con possibilità di taratura dell'asse verticale. Un voltmetro a valvola per letture tanto in cc quanto a RF. Una pila ed un potenziometro per le tensioni negative di polarizzazione comprese fra 0 e — 8. volt

4.1. - Allineamento della media frequenza video

a) Si ruoti il selettore di canale in una posizione folle. *b*) Applicare una polarizzazione negativa di 3 V al punto di ingresso del CAG alla media frequenza (cioè al punto comune fra R_{201}, C_{204} e C_{205}). *c*) Collegare l'oscilloscopio alla uscita della media frequenza, cioè al punto comune tra C_{214} e L_{103}, mediante un filtro *RC* di disaccoppiamento costituito da una resistenza da 10000 Ω ed un condensatore da 1000 pF. *d*) Regolare il wobbulatore per 43 MHz di centro banda, con uno spazzolamento minimo di ± 5 MHz, e collegarlo nei vari punti indicati nella seguente tabella, con l'attenuatore regolato in modo da dare un'uscita compresa fra 1 e 2 V_{pp}.

4.2. - Allineamento dell'audio e della trappola a 5,5 MHz

Con un segnale da 5,5 MHz sulla griglia controllo (G_1) della V_{101} (piedino 8 della PCL84), oppure utilizzando il segnale emesso unitamente con il monoscopio, collegare il voltmetro a valvola, munito di sonda per cc da 1 MΩ, sulla griglia controllo della valvola V_{102} sezione pentodo, (piedino 2) e regolare la L_{101} fino ad ottenere la massima lettura sul voltmetro. Successivamente si attenuerà l'uscita del generatore in modo da leggere una tensione minore di — 1,5 V_{cc}, allo scopo di evitare eventuali fenomeni di saturazione.
Modulare il segnale del generatore in ampiezza, con una nota audio qualsiasi e regolare il nucleo della trappola a 5,5 MHz L_{104}, in modo da ottenere la minima ampiezza del segnale sul catodo del cinescopio. Il controllo può essere effettuato tanto con l'oscilloscopio quanto con il voltmetro a valvola. Collegare il voltmetro a valvola sul terminale negativo di C_{110}, TP1, e regolare entrambi i nuclei di L_{102}, in modo da ottenere la massima uscita. In-

Tabella per l'allineamento della media frequenza video

Oper.	Ins. Wobbulat	Marker MHz	Regolazione	Note
1	g_1 EF184	40,4-42-45-45,9	L_{203}	Regolare il nucleo per ottenere la curva di fig. 3 col massimo guadagno.
2	g_1 EF183	» » » »	L_{232}	Regolare i due nuclei per ottenere la curva di fig. 4 col massimo guadagno, accordando il circuito superiore su 45 MHz, e quello inferiore su 42 MHz.
3	« Test point » g_1 mixer o a mezzo fascetta capacitiva su PCF 86	» » » »	L_{201} + MF Gruppo VHF	Regolare il nucleo superiore di L_{201} per la massima attenuazione a 40,4 MHz, ed il nucleo inferiore, nonchè la MF del Gruppo, per la massima ampiezza e giusta posizione dei marker secondo la curva di fig. 5.
4	A mezzo fascetta capacitiva su PC 86	» » » »	MF Gruppo UHF e ingresso a ponte Gruppo VHF	Regolare la MF della UHF, e l'ingresso a ponte del VHF per ottenere una curva totale regolare. Ritoccare leggermente, se necessario, i nuclei di MF.

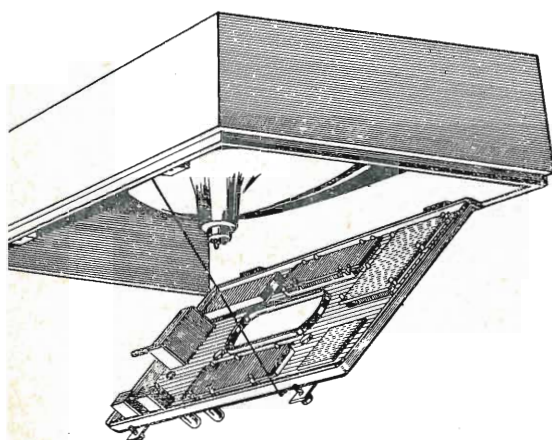



Fig. 6

serire due resistenze da 100000 Ω 5% ciascuna, in serie fra loro, tra il punto TP1 e la massa, e il voltmetro a valvola tra il punto comune di queste due resistenze ed il punto di giunzione fra R_{107} e C_{112}. Annullare l'indicazione del voltmetro agendo sul nucleo superiore di L_{102}.

4.3. - Oscillatore orizzontale

La messa a punto dell'oscillatore orizzontale si esegue ruotando nei due sensi il nucleo della bobina L_{401}, che agisce sul comando di frequenza orizzontale, fino a sincronizzare l'immagine. Svitare il nucleo fino allo sganciamento e quindi riavvitarlo contando il numero di giri che occorrono per ottenere lo sganciamento dalla parte opposta. Tornare indietro per un numero di giri pari alla metà di quelli contati in precedenza.

4.4. - Norme per la sostituzione del cinescopio

a) Togliere lo schienale; *b*) Disinserire gli spinotti multipli, lo zoccolo del cinescopio e quello del giogo. *c*) Svitare le due viti posteriori che fissano il telaio al mobile e far ruotare all'indietro il telaio stesso fino a tendere il filo di sospensione (figura 6). *d*) Sfilare il giogo di deflessione. *e*) Smontare il frontale, allentando le viti che lo fissano inferiormente al mobile e ruotandolo verso l'alto. *f*) Togliere i quattro bulloni che fissano il cinescopio al mobile e estrarre il cinescopio, deponendolo su di una superficie morbida con il collo verso l'alto. *g*) Svitare il tirante della reggetta del cinescopio. *h*) Sostituire il cinescopio e montare la fascia di protezione di gomma in modo che la scanalatura sia rivolta verso l'esterno. *i*) Montare la reggetta sul cinescopio, interponendo fra essa e la fascia di gomma le quattro orecchiette supporto sugli angoli del cinescopio. Serrare non al massimo, il tirante della reggetta. *l*) Dopo aver definita la posizione esatta delle orecchiette, appoggiando il cinescopio sui blocchetti del mobile, serrare a fondo il tirante della reggetta con una chiave dinamometrica alla tensione di 20 kg/cm. *m*) Montare il cinescopio sul mobile con gli appositi bulloni serrandoli molto forte. *n*) Montare il frontale avendo cura del perfetto inserimento dei ganci superiori. *o*) Inserire il giogo di deflessione sul collo del cinescopio. *p*) Ripristinare i collegamenti con il telaio.

4.5. - Norme per la sostituzione dei componenti elettronici sui circuiti stampati

Valgono le stesse norme date più volte nella descrizione di altri tipi di televisori facenti uso di circuiti stampati.

A

Stipulato a Genova l'atto costitutivo dell'Istituto Internazionale delle Comunicazioni.

A Genova, il 28 dicembre u.s., a Palazzo Tursi, è stato stipulato con l'intervento del Sen. Ing. Prof. Guido Corbellini, Ministro per il coordinamento della ricerca scientifica, l'atto costitutivo dell'Istituto internazionale delle comunicazioni.
Erano presenti: l'On. Pertusio, per il Comune; il Prof. Giovanni Polvani, per il Consiglio Nazionale delle Ricerche; il Prof. Gerolamo Orestano, per l'Università; l'Avv. Francesco Cattanei, per la Provincia; il Dott. Luigi Accame, per la Camera di Commercio; il Generale Filiberto Ruffini, per il Consorzio del Porto; il Dott. Beppe Croce, per l'Ente Provinciale Turismo; l'Avv. Francesco Aghina, per la Cassa di Risparmio; il Prof. Giuseppe De Andrè, per l'Ente « Fiera di Genova ». I presenti in rappresentanza degli Enti soci fondatori hanno firmato l'atto costitutivo dell'Istituto.
Prima della firma l'On. Pertusio ha rivolto il saluto e il ringraziamento della Civica Amministrazione ai rappresentanti degli Enti associati per dar vita ad una iniziativa che così intimamente aderisce alla vocazione storica di Genova. Iniziativa che, maturata nei dieci fecondi anni del Convegno, risponde prima di tutto ad una esigenza morale che proprio nel Convegno ha avuto la sua più alta espressione; quella di contribuire all'avvicinamento dei popoli e a facilitare i contatti fra gli uomini, mentre colma una lacuna troppo avvertita nel campo scientifico, tanto che il nuovo Istituto può ritenersi unico nel suo genere. Nel sottolineare la importanza dell'atto che si stava per compiere, il Sindaco si è detto sicuro che l'Istituto non mancherà ai suoi compiti e alla sua funzione, assolvendo gli uni e l'altra nel quadro di una attività internazionale ma con spirito umano perché Genova è certa di dare vita ad un organismo di alto fervore scientifico, di concordia civile, di pace.
Subito dopo, i Membri rispettivamente designati dagli Enti soci fondatori a far parte del Consiglio di Amministrazione dell'Istituto, si sono riuniti, sotto la presidenza del Prof. Polvani, per adottare i primi provvedimenti necessari ad assicurare l'iniziale attività. In primo luogo s'è proceduto, per acclamazione, alla nomina del Sen. Ing. Prof. Guido Corbellini, Ministro per il coordinamento della ricerca scientifica a Presidente dell'Istituto, mentre a Segretario generale è stato nominato il Comm. Ettore Lanzarotto. *(i. s.)*

Il Ministro per il coordinamento della Ricerca Scientifica propone un Comitato per le ricerche spaziali.

Il Ministro per il coordinamento della ricerca, Sen. Corbellini, ha riunito, il giorno 11 gennaio u.s., al Viminale, i rappresentanti di tutti i Ministeri interessati alla ricerca nel campo delle attività spaziali, nonché una larga rappresentanza delle industrie specializzate in questo campo. Erano presenti anche l'Ambasciatore Ortona, Direttore generale degli affari economici del Ministero degli esteri e il Prof. Polvani, Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche.
La riunione è stata aperta da una ampia esposizione del Ministro Corbellini. Egli ha illustrato i compiti che si presentano per il coordinamento a lui affidato, il quale, specie nel campo spaziale, ha necessità di essere spinto con rapidità e decisione per mantenere il passo della nostra ricerca rispetto a quella internazionale. Fino ad ora il coordinamento era affidato al Ministero degli affari esteri, al quale si riferivano le apprezzate attività svolte dagli enti di studio e di realizzazione: in primo luogo il Ministero della difesa aeronautica, il Comitato per le attività spaziali e il Consiglio Nazionale delle Ricerche. La nomina di un Ministro per il coordinamento della ricerca, ha dichiarato il Sen. Corbellini, richiede un'organizzazione che dia modo al Ministro stesso di esercitare la propria attività nei vari campi, fra l'altro appunto in quello spaziale.
Nel corso della sua esposizione il Ministro Corbellini ha anche proposta la istituzione di un Comitato permanente consultivo per le ricerche nel campo delle attività spaziali, del quale, dovrebbero far parte i rappresentanti dei Ministeri interessati, del Consiglio Nazionale delle Ricerche, del Comitato Nazionale per l'Energia Nucleare e una qualificata rappresentanza delle industrie.
Nella discussione che è seguita, è stata messa in rilievo sopratutto la necessità di procedere sulla strada indicata dal Sen. Corbellini con rapidità, per non perdere ulteriore tempo nei confronti delle organizzazioni internazionali.
Nel corso della stessa discussione è stato altresì definito non solo il punto di vista dell'industria, del tutto favorevole ad un impegno che viene richiesto nel desiderio della maggiore collaborazione, ma anche quale dovrà essere la posizione del costituendo Istituto nazionale spaziale da parte del Consiglio Nazionale delle Ricerche. Questo obiettivo non è stato finora raggiunto, ma, in fase di realizzazione, dovrà essere tenuto presente quanto esposto dal Ministro nei riguardi anche della Commissione consultiva; Commissione che dovrebbe rappresentare la sua stessa autorità e competenza nel problema delle ricerche spaziali. Sui vari argomenti è emersa la soddisfazione dell'industria per la decisione di studiare un allargamento della sua partecipazione nella costituzione degli organi direttivi del nuovo Istituto nazionale spaziale.
È stata infine chiarita la possibilità di facilitare l'immediata esecuzione dei programmi di ricerca anche in attesa che l'iter delle leggi per le disponibilità finanziarie sia compiuto. *(i. s.)*

Nuovi studi televisivi alla Fiera Campionaria

I dirigenti della Radiotelevisione hanno, il 4 dicembre 1962, presentato alla stampa i nuovi studi televisivi allestiti nel recinto della Fiera ed il rinnovamento di quello esistente. Opera di notevole impegno e rispondente alle più moderne esigenze tecniche, che ha comportato una spesa che si aggira sui 700 milioni di lire.

Nell'ottobre del 1961 venne conclusa, con l'inaugurazione della nuova ala dell'edificio di corso Sempione, la prima fase del piano d'ampliamento del Centro di produzione di Milano. Tale ampliamento, che sta avendo ulteriori sviluppi in corso di realizzazione, ha consentito di adeguare la produzione del Centro, segnatamente nel campo dei servizi giornalistici, alle nuove esigenze createsi con l'entrata in servizio del 2° programma TV.

Un altro incremento alle capacità di produzione del Centro si ha ora con l'entrata in funzione di due nuovi studi televisivi alla Fiera, che fanno corpo, come si è detto, con il teatro che la Rai utilizza fin dal 1955 per le riprese di spettacoli alla presenza del pubblico.

Il gruppo di studi così costituito comprende ora: due nuovi studi di 400 mq., dotati ciascuno di quattro telecamere di modello recentissimo, un teatro capace di 275 posti, dotato anch'esso di quattro telecamere identiche a quello degli studi, tre sale di prova, una sala di premontaggio e per lo smistamento delle scene, oltre ad una serie di camerini, sale di trucco, uffici, bar, centrale elettrica e centrale di condizionamento dell'aria. Si è provveduto altresì alla costruzione e all'equipaggiamento di nuove sale di regia e di controllo, più ampie e funzionali.

L'uniformità di dotazione delle dodici telecamere costituisce un importante coefficiente di sicurezza in quanto consente di scambiare le camere tra studio e studio e di sostituire così rapidamente apparecchiature eventualmente in avaria, e rende facilmente possibile la realizzazione di produzioni complesse che impegnino contemporaneamente tutti e tre gli studi.

Particolare cura è stata posta nella progettazione degli impianti di collegamento con il Centro di corso Sempione. Attraverso dodici cavi coassiali transitano i segnali video provenienti dagli studi della Fiera o ad essi diretti, e sono stati pure stabiliti numerosi collegamenti audio e telefonici. In tal modo gli studi della Fiera sono strettamente collegati con gli impianti centralizzati di corso Sempione e dal punto di vista funzionale possono essere considerati parte integrante del Centro.

Da informazioni fornite dai tecnici si apprende che la Rai-TV, in stretto collegamento nel campo europeo, sta conducendo studi per non lontane trasmissioni a colori. Anzi un primo esperimento è prossimo, limitato però nello stretto campo delle telecomunicazioni. *(v.o.)*

Una piccola telecamera, particolarmente adatta a riprese in circuito chiuso nell'industria e nel commercio, nonché per studi televisivi, specie per annunciatori, è stata messa a punto dalla MARCONI'S WIRELESS TELEGRAPH CO. LTD.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Alta fedeltà con transistori *

Quando mi vedo arrivare le misure, le cifre ordinate in lunghe colonne;
Quando mi danno le formule ed i diagrammi per dividerle sommarle e interpretarle,
Come mi sento indicibilmente stanco e spossato.

Walt Whitman

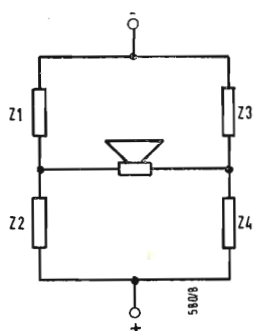



Fig. 1 - Schema generale di circuito a ponte per stadi d'uscita a transistori senza trasformatore di uscita.

MOLTI DI NOI conoscono questo sentimento; io lo provai con particolare violenza quando vidi un articolo di 10.000 parole sui recenti progressi della strumentazione bioelettrica all'Istituto Entomologico di Capo Horn. Io non sentivo la voce di Whitman ma quella di L. C. Bellman che esclamava « Saltalo via, vecchio mio ». Se tuttavia al lettore sembra che:
« Il discorso si faccia troppo lento e le parole escano piano »
lo prego di ricordare che io non posso « saltar via » quaranta anni.
E questo non è nemmeno il mio desiderio: è infatti abbastanza eccitante osservare che il transistore sta infine (o così presto) invadendo il campo dell'audio. Quindici anni fa i transistori non esistevano ancora, pochi, molto pochi anni fa se volevate una potenza superiore a qualche mW dovevate accontentarvi di una qualità che difficilmente accettereste nel vostro telefono. Ora abbiamo ormai qualcosa che si può chiamare onestamente alta fedeltà.
L'approvazione qualificata è probabilmente poco onesta. Professionalmente noi siamo passati dall'amplificazione a tubi con una distorsione dell'1 % degli anni trenta ad una distorsione dello 0,1 % degli anni cinquanta. In genere sembra che i transistori abbiano superato la barriera dell'1 % ma che non abbiano ancora raggiunto lo 0,1 %. Forse è perchè suona meglio dire 20 W con lo 0,5 % che non 10 W con lo 0,1 %. Il guaio è che, chi scrive i depliants, legge Walt Whitman e pensa che noi non vogliamo le prove, le cifre, i diagrammi.
Forse più importante della distorsione minore dell'1 % è stato il superamento della frequenza limite, inizialmente sui 3-4000 Hz. Ora la frequenza limite può essere scelta a piacere. Gli standard europei prevedono il limite di 16000 Hz per il materiale radiofonico scambiato via cavo fra i vari paesi. Questo è probabilmente un numero abbastanza buono e quindi si può essere soddisfatti dei 20.000 Hz raggiunti in genere dai nuovi amplificatori a transistori.
Io penso che gli argomenti che ci possono interessare sono tre. Come è stato fatto, chi l'ha fatto e dove stiamo andando. È più semplice ancora del caso della criminologia nella quale dovreste chiedervi, come, quando, dove, perchè e chi; infatti il quando è ora, e il perchè è..., se non sapete ancora perchè i progettisti stanno lavorando siete degli uomini fortunati.
Il come può essere diviso in due parti. Osserviamo dapprima la parte di fondo. La ragione prima dei progressi dei transistori è stato lo sviluppo di buoni transistori a buon prezzo. I transistori di qualche anno fa non ci avrebbero permesso di ottenere una qualità così alta; i transistori di potenza a base diffusa con emettitori a massa e frequenza di taglio sul MHz fanno del problema della reazione globale un gioco da bambini. Infatti per ottenere l'alta fedeltà basta avere transistori di potenza con emettitore a massa e frequenza di taglio di almeno 30 kHz e transistori a bassa potenza con buone caratteristiche in alta frequenza.
Oltre a ciò noi abbiamo ora anche un nuovo abito mentale. I circuiti attualmente in uso sono molto complessi, ad un livello tale che non c'era mai stato niente di simile negli apparecchi commerciali; essi appaiono infatti più complicati dei ripetitori sottomarini che io ho visto in costruzione alcune settimane fa. In un certo senso ciò è dovuto alle limitazioni degli elementi o meglio alla perseveranza dei progettisti, che hanno voluto raggiungere le caratteristiche prefissate nonostante le limitazioni degli elementi.
I transistori introducono molti nuovi problemi e qualche vantaggio. Per esempio la bassa impedenza dei circuiti a transistori presenta vantaggi e problemi. Come vedremo essa ci permette di eliminare il trasformatore di uscita. Però essa ci obbliga anche

---

La sezione «alta fedeltà» è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich

(*) di G. F. Cooper; tradotto da *Audio*, maggio 1962, pag. 22.

Fig. 4 - Variazione del circuito base. Amplificatore Knight KN-450.

Fig. 2 - Percorso della corrente durante un mezzo ciclo in un sistema in classe B. Ciascun transistore può essere n-p-n oppure p-n-p.

Fig. 3 - In caso di funzionamento bilanciato la linea tratteggiata rappresenta un asse di simmetrie e suddivide il circuito in due mezzi parti.

ad usare condensatori elettrolitici. Mi era stato detto che essi erano ormai completamente sicuri, però appena pochi giorni fà mi è arrivato sulla scrivania il reclamo di un tecnico che è stato colpito da uno che è esploso. È tuttavia vero che tutti i casi che ho visto di guasti catastrofici riguardavano i tipi ad alta tensione. Qualche anno fa abbiamo visto gli elettrolitici anche nei circuiti di rinforzo dei bassi, però ora essi sono ormai quasi scomparsi ed i nuovi circuiti devono avere una maggiore stabilità di frequenza.

La simmetria complementare è un altro dei vantaggi a disposizione dei progettisti. Le combinazioni di transistori n-p-n e p-n-p hanno un elevato grado di libertà che è praticamente utile negli ultimi stadi nei quali le impedenze diventano più basse e si deve passare al push-pull. Le strutture che ne risultano non hanno equivalenti nel campo dei tubi.

Possiamo aspettarci che il rumore con i transistori sia peggiore: se non altro è sempre possibile diminuire il rumore del filamento al di sotto del rumore di Johnson. È più facile filtrare delle sorgenti a bassa corrente ed alta tensione che non delle sorgenti ad alta corrente e bassa tensione, inoltre i transistori producono del rumore anche per conto loro. Nonostante ciò i valori del rumore complessivo sono abbastanza soddisfacenti.

La microfonicità è totalmente assente e noi pensiamo che ciò influenzerà la progettazione futura. Anche il basso riscaldamento proprio ha delle conseguenze analoghe. Un costruttore afferma che il suo amplificatore stereofonico da 40 W dissipa solo 2 W senza segnale, contro i 150 W dissipati dall'amplificatore a tubi equivalente. A pieno carico la dissipazione è naturalmente maggiore, però la potenza in entrata non supera i 60 W e quasi tutta la potenza dispersa risulta concentrata nei transistori finali. Cioè, non solo si ha molto meno calore, ma questo viene concentrato in pochi punti e può essere asportato dalla circolazione dell'aria, prima che possa riscaldare gli altri elementi. Il risultato ultimo è che un amplificatore stereo completo a transistori occupa uno spazio inferiore a quello occupato da un preamplificatore monofonico a tubi.

Il livello attuale degli schemi elettrici ci dice che il processo di maturazione non è ancora terminato. I nuovi progetti si sposteranno verso una struttura comune. Se io sapessi quale sarà questa struttura, ora sarei negli affari. La prima caratteristica che pensiamo diventerà comune è il circuito di uscita a ponte. Nella fig. 1 vediamo il suo schema teorico. Gli schemi pratici sono molti, ciò dimostra che questo schema è considerato solo come una prima traccia. È bene supporre che non ci siano circuiti di classe *A* e che si debba trattare solo con la classe *B*. Io mi rifiuto di fare molte distinzioni sulla posizione del punto di lavoro.

La forma più semplice di circuito del tipo della fig. 1 usa un transistore in ogni ramo. Se si considera solo mezzo ciclo Z_2 e Z_3 sono bloccati e la bobina mobile dell'altoparlante si trova in serie con gli altri due transistori, come si vede nella fig. 2. Se il disegnatore mi ha ubbidito voi non riuscirete ad individuare gli emettitori; si tratta di una omissione deliberata in quanto sono possibili diverse combinazioni n-p-n p-n-p. Nell'altro mezzo ciclo risultano bloccati Z_1 e Z_4, mentre Z_2 e Z_3 conducono in serie. In questa situazione la

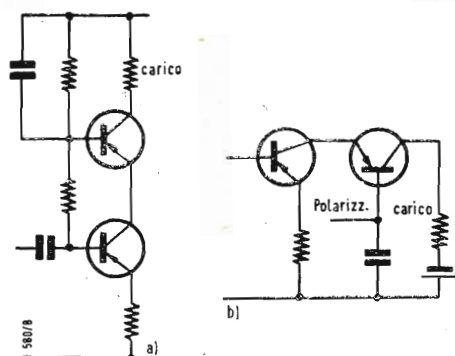
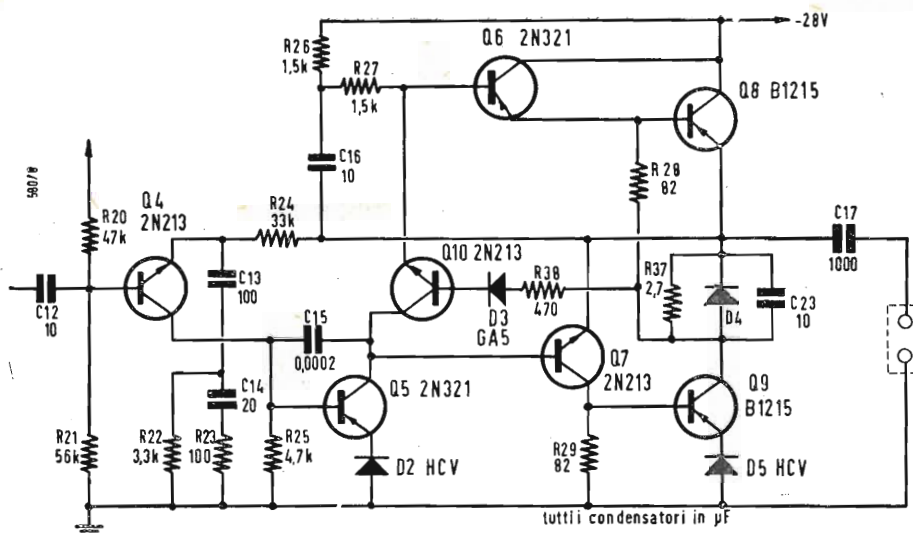



Fig. 5 - Circuiti cascode. L'amplificatore con emettitore a massa e base a massa offre una bassa impedenza interna.

Fig. 6 - Circuito di uscita usato nell'amplificatore Omega 1600.

tensione di cresta ai capi della bobina mobile è uguale alla tensione di alimentazione meno il doppio della tensione di saturazione dei transistori; la tensione di cresta ai capi di ciascun transistore è uguale alla tensione di alimentazione.

L'alternativa più comune consiste nel cortocircuitare per la frequenze audio Z_3 e Z_4. Se ridisegniamo la fig. 1 come è indicato nella fig. 3, con il carico diviso a metà si vede che si ha una simmetria speculare rispetto alla linea centrale, quindi il punto X non deve muoversi. Metà della potenza si sviluppa in R_{L1} e metà in R_{L2}. Poichè X non deve muoversi noi lo blocchiamo fermamente. Ora R_{L1} non sa cosa succede a destra della linea centrale, perciò possiamo anche eliminare tutto il circuito e rimanere con Z_1, Z_2, R_{L1} ed il punto di collegamento X. Qualche progettista usa un condensatore che ritorna all'una o all'altra polarità della linea di alimentazione: altri suddividono in due parti l'alimentazione e fanno ritornare X al punto centrale. Se si usa un solo condensatore c'è un certo pericolo che la differenza fra le correnti di riposo dei due transistori faccia spostare il potenziale di X rispetto al suo valore centrale.

La tensione di cresta ai capi della bobina mobile (ora R_{L1}) è uguale a metà della tensione di alimentazione, però può variare se il punto X è soggetto alla deriva. Per ridurre questo effetto si possono usare resistenze o circuiti di controreazione ed anche la suddivisione dell'alimentazione in due parti può essere considerata un sistema a bassa frequenza per ottenere la centratura in corrente continua.

Si può ottenere il massimo beneficio dalle strutture a mezzo ponte solo se non c'è trasformatore di comando.

Noi pensiamo che sia qui che cominciano le difficoltà. Un transistore per ciascuno ramo del ponte, oppure un transistore nel mezzo ponte, possono essere comandati da una unità p-n-p, funzionante con carico su emettitore; qualche progettista potrà naturalmente scegliere un coppia di Darlington. L'altro transistore sarà normalmente comandato da un transistore n-p-n con emettitore a massa e un piccolo carico sul collettore, qualche volta con una certa controreazione derivata da una resistenza di emettitore non accoppiata. È proprio nel comando di questi due stadi che noi prevediamo le variazioni più interessanti.

La variazione illustrata nella fig. 4 è abbastanza semplice ed impiega un sistema di comando a trasformatore. Lo stadio di uscita sembra a prima vista asimmetrico però ciascun lato del mezzo ponte è in pratica un circuito cascode, uno stadio con emettitore a massa che comanda uno stadio con base a massa. Ciò garantisce una bassa reazione interna e consente di usare una forte tensione di alimentazione.

Gli schemi classici di circuiti cascode sono riportati nella fig. 5 *A* e *B*. Il transistore di comando è naturalmente un transistore di potenza. Nel circuito della fig. 4 la reazione è molto semplice, una resistenza collegata fra il filo caldo dell'altoparlante e l'emettitore del transistore di comando. In un'altra versione di questo circuito, descritta dalla RCA, il filo freddo dell'altoparlante passa attraverso una piccola resistenza del circuito di emettitore in modo da fornire anche una reazione di corrente.

Una caratteristica del circuito cascode è che con l'alta tensione, per esempio 80 V con presa centrale a massa, diventa vantaggioso provvedere una sorgente di alimentazione doppia. Il circuito della fig. 4 ha un raddrizzatore a mezza onda nella linea negativa che comincia con — 40 V per lo stadio di uscita e poi diminuisce successivamente attraverso una serie di filtri RC per gli altri stadi che vengono quindi alimentati con tensioni minori e meglio filtrate. Un secondo raddrizzatore a mezza onda fornisce una tensione positiva a + 42 V per l'altra parte dello stadio di uscita. Se quest'ultimo è completamente caricato si hanno 40 V di punta ai capi dell'altoparlante.

Anche il circuito della fig. 6 è un mezzo ponte, ma, forse più convenzionalmente, almeno per quanto riguarda la tendenza attuale, usa uno stadio di Darlington ed uno stadio di comando n-p-n con emettitore a massa per ambedue i rami attivi del mezzo ponte. La sorgente di alimentazione è unica, quindi si può usare una batteria da 28 V.

Un grosso raddrizzatore ed una resistenza, aggiunti alla batteria di accumulatori, possono provvedere alla carica in tampone nel caso in cui ci si voglia premunire contro un'interruzione dell'alimentazione di rete.

Il terzo circuito americano è presentato nella fig. 7. Si tratta di un ponte intero. Ciascuno dei transistori di potenza è accoppiato al proprio transistore di comando. I quattro transistori di potenza sono collegati, in modo simmetrico; con ciò la tensione da cresta a cresta che compare ai capi dell'altoparlante è quasi uguale al doppio della tensione continua di alimentazione. In genere esiste una correlazione inversa fra sicurezza e tensione di alimentazione. L'uso di quattro transistori di potenza, invece di due, offre anche il vantaggio di una minore potenza dissipata in ciascuna unità. I

transistori di potenza che formano i quattro bracci attivi sono comandati a coppie. Quando conducono i transistori 1 e 4, i transistori 2 e 3 sono bloccati, e viceversa. Ad ogni transistore di potenza è accoppiato un transistore di comando. I transistori 2 e 4 sono comandati da unità p-n-p in opposizione di fase; i transistori 1 e 3 da unità n-p-n, collegate con emettitore a massa.

Il segnale di entrata per i primi due transistori viene derivato da un circuito invertitore tradizionale, quello per gli altri due viene derivato dal carico del circuito di collettore dei transistori di comando p-n-p. Per ottenere una alta linearità nel circuito di uscita si usa la degenerazione di emettitore.

Un segnale monofase, rappresentativo del segnale in controfase in uscita, viene ottenuto con un nuovo amplificatore differenziale ad un solo transistore. I segnali, derivati dalle estremità del carico, vengono usati, opportunamente attenuati, per comandare la base e l'emettitore dell'amplificatore differenziale. L'uso di un'alta resistenza nel circuito di emettitore di tale amplificatore assicura un alto grado di bilanciamento ed una grande stabilità indipendentemente dalle variazioni delle caratteristiche del transistore. La tensione monofase e quella dell'uscita amplificata appaiono ai capi delle resistenze di emettitore dell'amplificatore differenziale. Questa tensione viene iniettata in modo convenzionale in uno stadio precedente a basso livello completando così il circuito di reazione.

L'eliminazione dei trasformatori di uscita e di accoppiamento rende possibile l'impiego di una controreazione elevata e stabile che garantisce una uscita lineare, piatta e non soggetta ad inneschi; è così possibile migliorare le prestazioni in bassa frequenza del complesso. L'uso di transistori di potenza a base diffusa con frequenze di taglio di 1 MHz assicura una buona prestazione anche alle alte frequenze.

Questa descrizione non ha ancora messo in rilievo una importante caratteristica del ponte intero, che rende tale tipo di circuito molto conveniente.

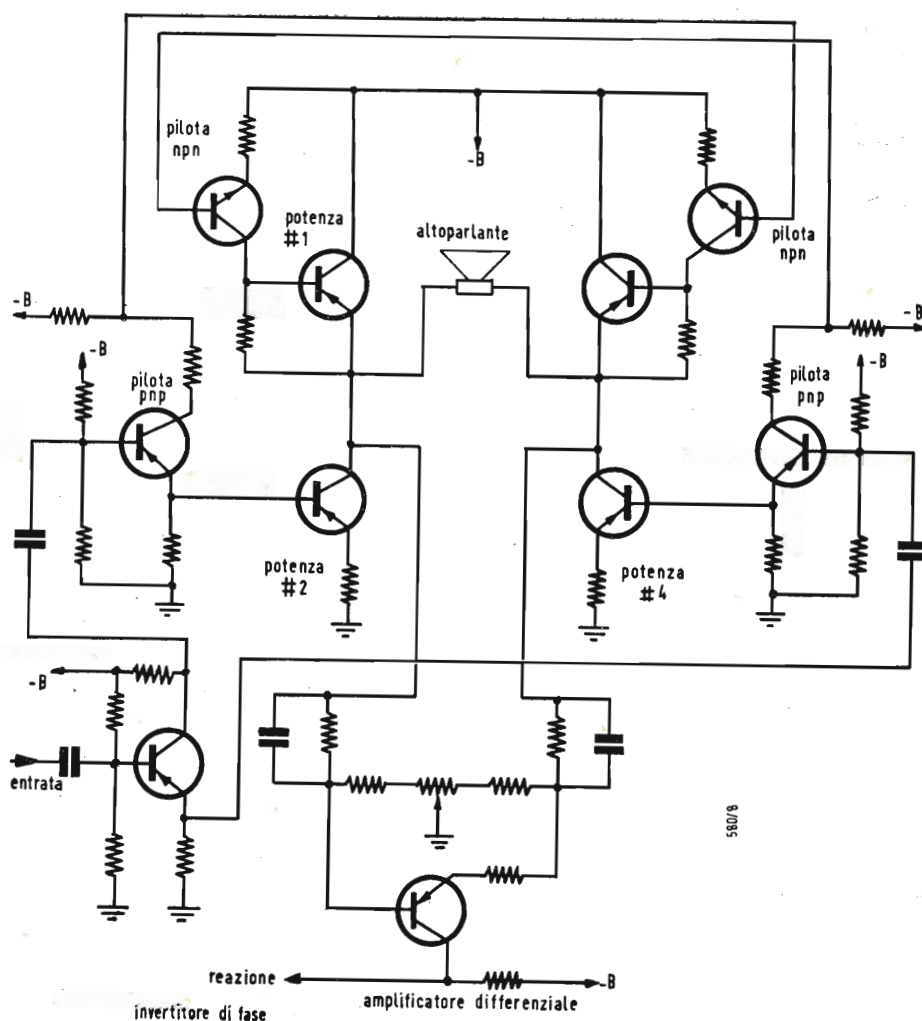



Fig. 7 - Circuito di uscita dell'amplificatore Omega 1600.

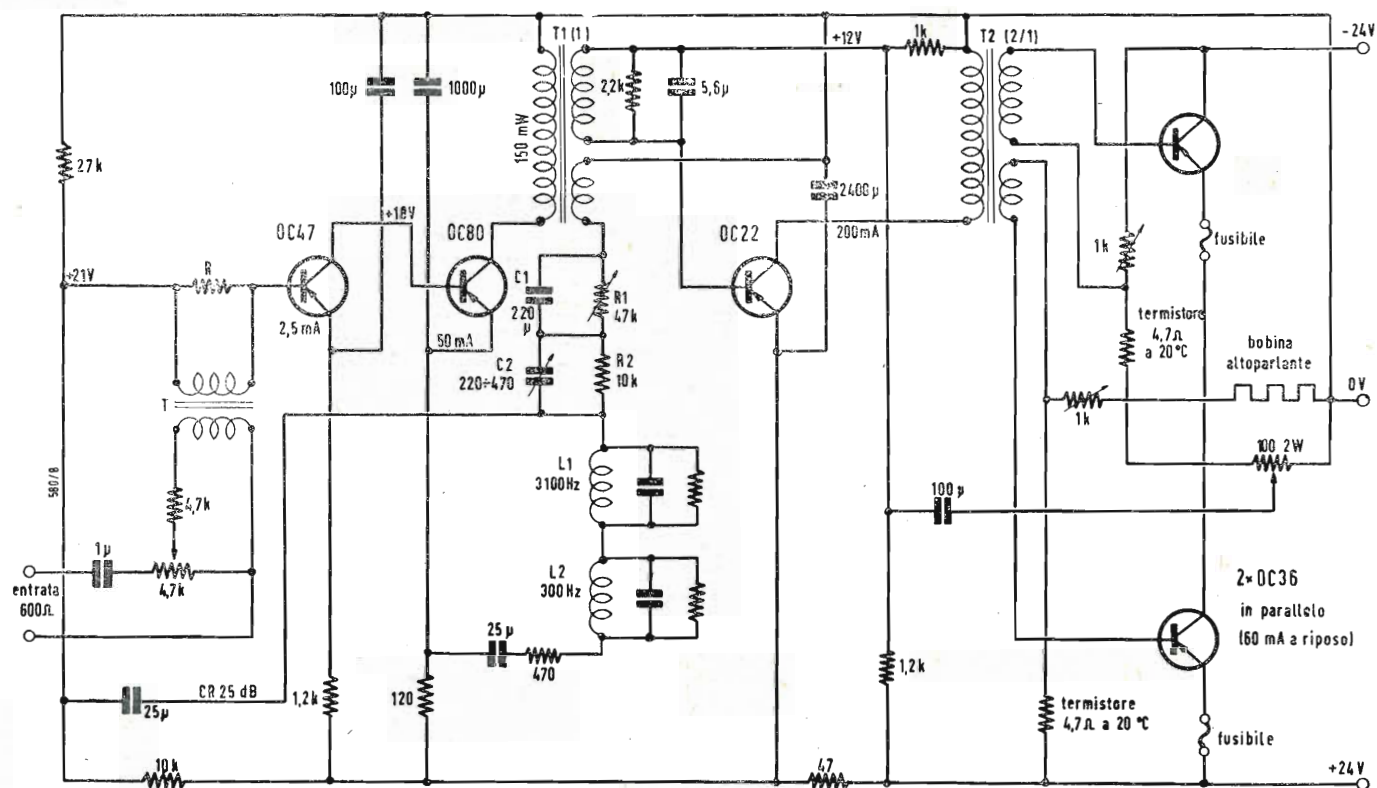



Fig. 8 - Schema dell'amplificatore Orthophase OR6T120.

Fino a che i transistori di potenza sono comandati ad un livello abbastanza alto il sistema può essere completamente controllato dai transistori 2 e 4. L'inversione di fase del transistore di comando n-p-n non è molto critica ed un bilanciamento esatto è necessario solo dalla parte del p-n-p.

L'unico amplificatore europeo a questo livello è quello progettato per alimentare l'altoparlante francese ORTHOPHASE: un complesso gigante di grossi e robusti microfoni a nastro. Per alimentare questo altoparlante con 100 W si usa un amplificatore a mezzo ponte con due transistori in parallelo in ciascun ramo (vedi fig. 8).

Lo stadio di comando è accoppiato mediante un trasformatore allo stadio di uscita che è alimentato con le tensioni a + 24 e — 24 V. I transistori usati sono del tipo OC36, ma ora si stanno adottando anche gli ASZ18. L'OC36 ha una frequenza di taglio con emettitore a massa di circa 3500 Hz. Una controreazione di qualcosa come 40 dB viene introdotta fra il filo caldo dell'altoparlante e la base del transistore di comando in alta frequenza. Questo transistore viene alimentato dal preamplificatore attraverso un altro transistore. Si usa anche una controreazione con due circuiti risonanti per attenuare due punti dell'altoparlante a 300 ed a 3100 Hz.

Questo amplificatore fornisce 100 W da 50 a 2000 Hz, la potenza scende poi a 25 W a 10.000 Hz ed a 10 W a 20.000 Hz (con gli ASZ18 si possono avere risultati migliori). La risposta è piatta entro ± 0,1 dB da 50 a 20.000 Hz, al di sopra dei 2000 Hz non si è potuta misurare la distorsione. La caratteristica veramente importante di questo amplificatore è data dall'impiego dei transistori a bassa frequenza e dal circuito molto ortodosso che permette l'introduzione di una controreazione elevatissima: il vantaggio sta tutto nel basso costo dei transistori.

Si può individuare qualche tendenza comune nello sviluppo attuale? Io penso di no. Certamente il trasformatore di uscita è stato ormai messo da parte ed io ritengo che alla fine predominerà il circuito a mezzo ponte: però quanto conta la mia opinione? Solo in quanto io comincerei ad usare personalmente circuiti a mezzo ponte. Però per poter dire come saranno i circuiti d'uscita ci vuole qualcosa di più. Osserviamo ora l'altra estremità dell'amplificatore.

La prima parte dell'amplificatore è più uniforme. L'entrata fonografica è predisposta per tensioni di 3-5 mV e si impiega un preamplificatore a due stadi per alzare il livello fino al livello del successivo punto del selettore.

L'equalizzazione per la caratteristica RIAA viene ottenuta mediante un circuito di controreazione collegato fra il secondo collettore ed il primo emettitore.

Questa entrata a basso livello può essere usata anche per il nastro, in tal caso il circuito di equalizzazione viene eliminato dal selettore, in entrata. In qualche amplificatore una entrata può trovarsi anche dopo il preamplificatore. Il controllo del tono segue il preamplificatore e sembra ormai standardizzato in un unico stadio con il controllo inserito nel circuito di controreazione. La regolazione del volume e del bilanciamento può trovarsi prima o dopo questo stadio. Da questo punto in avanti ci troviamo ormai nell'amplificatore principale.

Una caratteristica, inclusa nel circuito della fig. 7 e non negli altri, è costituita dal transistore di regolazione e di spianamento inserito nel circuito di alimentazione. Si tratta di un transistore in serie con la base fissata da un diodo Zener e con la tensione continua da regolare applicata al collettore. Sull'emettitore la tensione è spianata e costante e quindi adatta ad alimentare i punti più sensibili del circuito. Il progettista francese per spianare la tensione di alimentazione degli stadi a livello più basso usa una induttanza, per gli altri stadi due circuiti RC. *A.*

dott. ing. A. Rovelli

Realizzazione di un preamplificatore stereofonico a transistori*

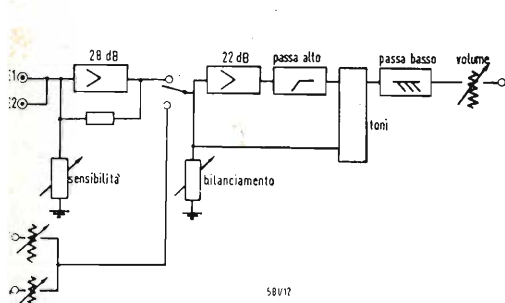



Fig. 1 - Costituzione generale del preamplificatore (una via).

QUESTO apparecchio è stato concepito con lo scopo di ottenere un rumore di fondo trascurabile, pure conservando le più ampie possibilità di regolazione e di funzionalità per tener conto delle esigenze abituali della stereofonia. Per il primo punto è stato sufficiente applicare coscienziosamente le regole di concezione dei circuiti a basso livello (deboli segnali), regole che sono state perfettamente confermate dall'esperienza e che noi ricorderemo qui, perchè di portata generale. L'estensione delle possibilità di regolazione è stata ottenuta semplicemente per conversione di circuiti, che hanno avuto pieno successo, che acconsentono di ottenere senza complicazioni gli effetti comunemente ricercati per l'alta fedeltà. Una sola grave difficoltà poteva nascere dalle condizioni di adattamento delle sorgenti. La struttura degli stadi, sia per le entrate a basso livello, sia per quelle ad alto livello, ha permesso una notevole elasticità nella concezione, grazie alla possibilità di combinare gli effetti di reazione di corrente e di tensione.
Il progetto dello schema di una via si basa quindi a grandi linee su due complessi amplificatori equipaggiati con due transistori (v. fig. 1) aventi ciascuno un tasso di controreazione di circa 26 dB. Oltre ai vari vantaggi ottenuti classicamente in fatto di linearità e distorsione, si possono anche realizzare valori di impedenza di entrata prossimi a quelli offerti dalla versione a tubi elettronici, ossia circa 100 kΩ e 500 kΩ a seconda delle entrate.
I circuiti di reazione sono costituiti in funzione della risposta in frequenza ricercata, in modo fisso per il primo stadio, che assicura l'equalizzazione delle sorgenti, in modo variabile per lo stadio di controllo del tono. Si è presa in considerazione solo la correzione microsolco conforme alla normalizzazione internazionale per i fonorivelatori magnetici. La regolazione del volume è stata mantenuta in uscita come carico del filtro passa-basso, ciò che garantisce il minimo rumore di fondo ai bassi livelli di ascolto. Il pericolo della saturazione alle diverse entrate è stato eliminato sia col controllo di controreazione, sia coi potenziometri delle entrate; questa disposizione permette inoltre di equalizzare una volta per sempre i livelli di ascolto dei programmi da selezionare.
Le due vie hanno costituzione identica,

(*) Di P. Loyez; tradotto da *Revue du Son*, N.110 giugno 1962, pag. 213.

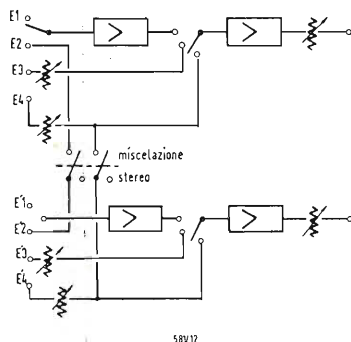



Fig. 2 - Possibilità di miscelazione per l'audizione monofonica (o pseudo-stereofonica).
Fig. 3 - Dispositivo di accoppiamento dei comandi con manopole doppie.

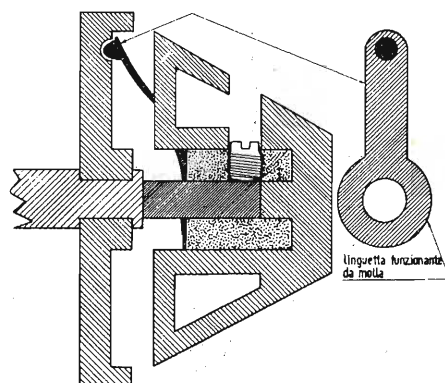
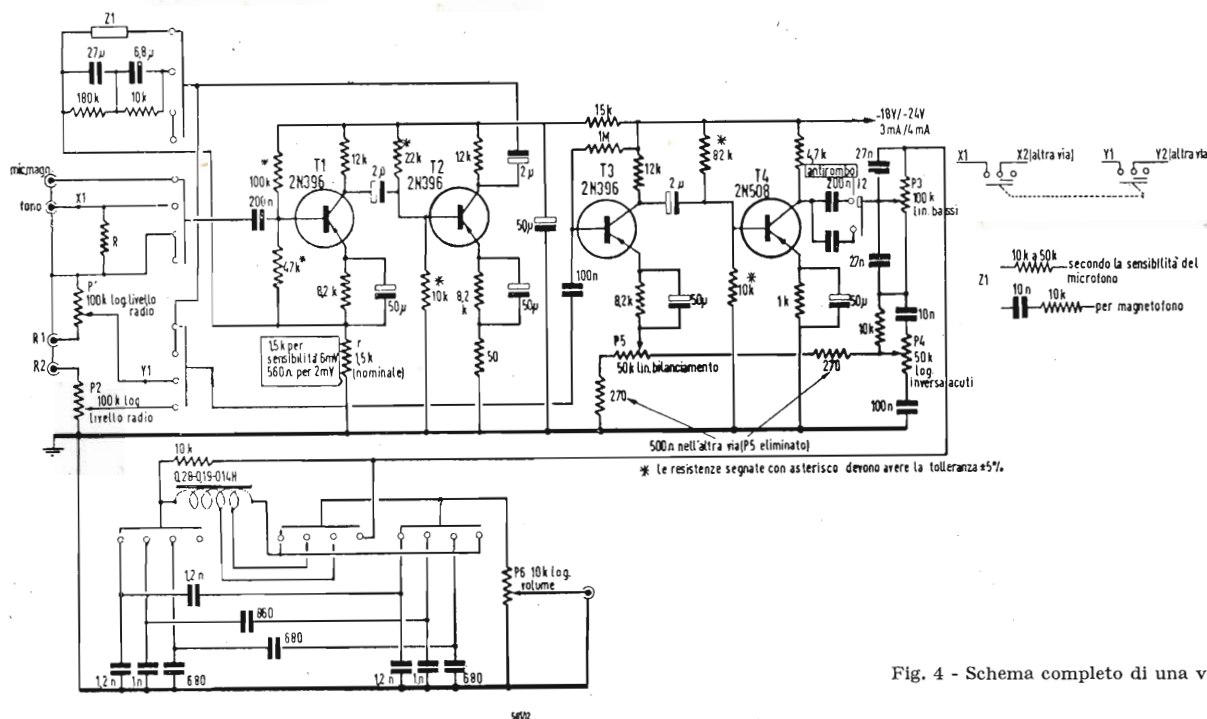



Fig. 4 - Schema completo di una via.

la sola differenza riguarda il circuito di controreazione dello stadio di tono per ottenere il bilanciamento. Le possibilità di commutazione delle sorgenti sono: due entrate a basso livello (fonorivelatore, microfono, cartuccia magnetica) e due entrate ad alto livello (Radio fonorivelatore, piezoelettrico, uscita magnetofono). Le possibilità di mescolazione che offrono due canali a molte entrate non ci sono sfuggite, ma essendo così persuasi che l'universalità qui costa molto cara, abbiamo conservato nell'amplificazione attuale solo due soluzioni realizzabili molto semplicemente per mezzo di un invertitore, cioè:

a) la mescolazione al livello delle entrate *PU* per la riproduzione monofonica, la mescolazione è ottenuta mettendo in parallelo le bobine (questa disposizione non aumenta la tensione disponibile, ma diminuisce molto sensibilmente gli effetti di rumore di origine meccanica).

b) la mescolazione al livello delle entrate radio. La fig. 2 concretizza questa disposizione, sempre suscettibile di miglioria a piacere dell'utilizzatore. Resta inteso che le condizioni di miscelazione sono limitate a sorgenti identiche, poichè la selezione è effettuata nelle due vie da un unico commutatore.

Si è imposto ai controlli di volume e di tono il massimo di adattabilità alle varie funzioni: i comandi sono stati separati in modo da permettere la miglior utilizzazione di diversi riproduttori in rendimento e linearità. Nel caso evidentemente consigliabile, di apparecchiature di vie identiche, il gemellaggio è possibile, sia con allineamento dei riferimenti delle manopole, sia con accoppiamento puro e semplice dei comandi fra di loro. Abbiamo sperimentato una soluzione semplice (fig. 3), che dovrebbe incitare i professionisti a studiare un dispositivo industriale.

Non staremo a dire che la semplicità dei circuiti e delle regolazioni sia stata adeguata alla semplicità della filatura e di una meccanica unificata per la versione monofonica e per questa stereofonica.

1. - STUDIO DEI CIRCUITI FONDAMENTALI E SCELTA DEI TRANSISTORI

La concezione degli stadi amplificatori comporta anzitutto considerazioni di rumorosità. Ci teniamo a ricordare a questo riguardo le condizioni ottime di funzionamento di un transistor nel circuito con emettitore comune.

1) Il punto di lavoro deve essere tale che la corrente di emettitore rimanga debole, dell'ordine di 200 μA almeno, con una tensione di collettore ragionevolmente bassa (per es. 1 V).

2) la resistenza ottima della sorgente deve essere tanto più alta, quanto più debole è la corrente di emettitore; questa condizione è grandemente favorevole nei casi delle sorgenti elettroacustiche comuni.

3) La resistenza equivalente del circuito di base deve essere molto più alta della resistenza della sorgente R_g. Infine ogni resistenza di emettitore non disaccoppiata deve essere molto inferiore a questa stessa resistenza R_g.

4) Si deve ammettere a priori che le qualità richieste per ottenere un prodotto « guadagno × larghezza di banda » massimo (per un transistore cioè: alto guadagno di corrente, bassa resistenza di base, frequenza di taglio molto alta) si accompagnino necessariamente alle migliori caratteristiche in materia di rumore di fondo; ciò che deve far preferire un transistore del tipo *RF* o di « commutazione rapida » a tutti gli altri tipi.

5) L'applicazione della controreazione non varia nulla alle condizioni suddette; l'aumento effettivo di impedenza di ingresso non trova limitazione in seguito a questo fatto.

Il tipo 2N396 Thomson è stato adottato per le sue caratteristiche riassunte nella Tabella I; si noti in particolare l'alto guadagno di corrente con basse tensioni di collettore. Le caratteristiche dinamiche conferiscono a questo transistore qualità impulsive che fanno prevedere un rumore di fondo estremamente ridotto.

Questo tipo di transistore non sfugge a una dispersione abbastanza grande in quanto al guadagno massimo utilizzabile; vedremo che grazie a resistenze di notevole valore ohmico di emettitore, non deriva alcun inconveniente pratico.

Poichè l'ultimo stadio non partecipa in alcun modo al rumore di fondo del complesso, ci è sembrato sufficiente scegliere un transistore di A.F. di prezzo minore: il tipo 2N508 Thomson.

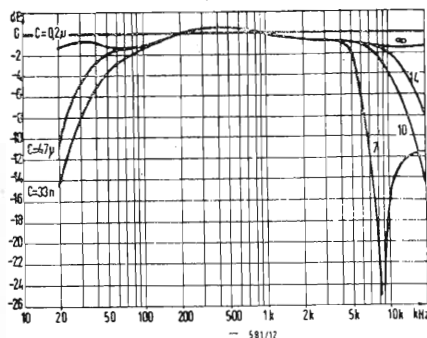



Fig. 5 - Risposte di filtri.

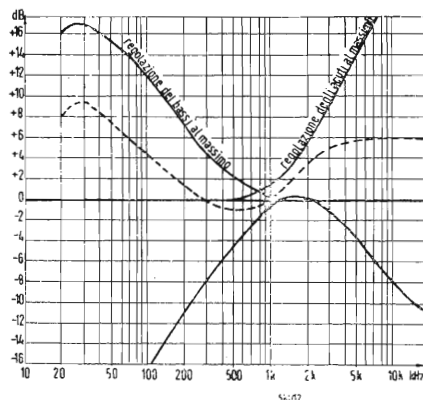



Fig. 6 - Efficienza della regolazione di tono (curva tratteggiata: risposta per una posizione intermedia dei regolatori « Acuti-Bassi »).

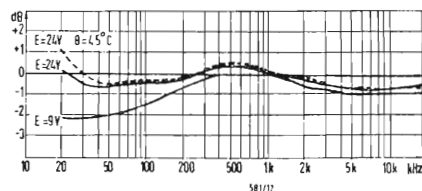



Fig. 7 - Influenza della tensione di alimentazione e della temperatura sulla linearità dello stadio del tono (regolatore « Acuti-Bassi » in posizione lineare).

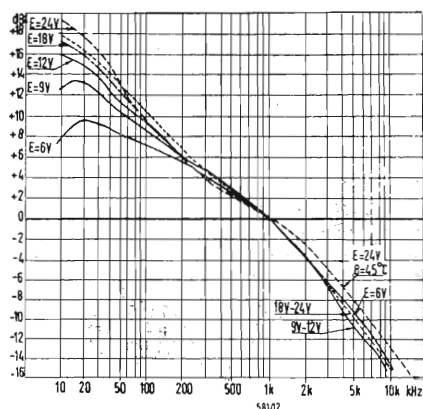



Fig. 8 - Risposta dello stadio correttore di incisione in funzione della tensione di alimentazione (r = 1,5 kΩ).

Tabella 1. - Caratteristiche del transistore 2N396.

Valori limiti assoluti di utilizzazione:

Dissipazione di collettore 150 mW;
Tensione fra collettore e base — 30 V;
Tensione fra collettore e emettitore — 15 V;
Tensione fra emettitore e base — 20 V;
Corrente di collettore 200 mA.

Caratteristiche medie a 25 °C:

Capacità di uscita 12 pF;
Frequenza di taglio 8 MHz;
Resistenza di base 140 Ω;
Guadagno di corrente (h_{21}) da 30 a 150;
Corrente inversa di collettore 2,5 μA;
Tempo di salita 0,4 μsec;
Tempo di caduta 0,31 μsec.

2. - LO SCHEMA E LE SUE CARATTERISTICHE (fig. 4)

Le condizioni numerate sopra circa il rumore di fondo, pure compatibili con la migliore stabilità termica, sono state realizzate essenzialmente con l'inserzione di forti resistenze di emettitore in tutti gli stadi. Questa resistenza è stata limitata al valore di 1000 Ω nell'ultimo stadio al fine di disporre di una corrente di emettitore più favorevole con alte tensioni di uscita.

Per gli stadi T_1 e T_3 una parte della resistenza di emettitore non è stata disaccoppiata per beneficiare di una contro reazione di corrente che aumenta l'impedenza di entrata secondo la formula:

$z_e = r_e\,(a + 1)$,

dove: r_e = resistenza di emettitore non disaccoppiata, a = guadagno di corrente.

Questa stessa resistenza permette di applicare, da una parte all'insieme $T_1 T_2$, dall'altra parte all'insieme T_3 T_4, una controreazione globale, che equilibra l'aumento delle impedenze di entrata. Si noterà che nello stadio T_1 la resistenza di polarizzazione è stata collegata al punto comune delle resistenze di emettitore e non alla massa, per creare una leggera reazione positiva. In ragione del tasso di reazione variabile apportato dal circuito selettivo destinato all'equalizzazione dell'incisione, l'impedenza dinamica di entrata non è rigorosamente costante in funzione della frequenza; non ne deriva alcun inconveniente pratico, neanche nel caso di fonorivelatori a circuito fortemente induttivo, poichè l'impedenza del generatore varia nello stesso senso, per stabilizzarsi alla resistenza ohmica compresa fra 500 Ω e 3000 Ω per la maggior parte delle capsule comuni.

Poichè lo stadio T_3 carica pochissimo lo stadio precedente, non si constata alcuna incidenza di condizioni di regolazione sul guadagno e la distorsione dell'insieme. Una resistenza di 50 Ω non disaccoppiata nello stadio T_2 trova la sua ragione di essere nella ricerca di una migliore stabilità del guadagno, in funzione della temperatura e della disposizione dei transistori utilizzati.

Faremo semplicemente notare che si è approfittato del fatto che la controreazione congloba nell'insieme T_3 T_4 una costante di tempo di tipo passa alto per ottenere un effetto antirombo utilizzabile con tutti i tipi di modulazione previsti; questa comodità esisteva nella versione a tubi elettronici solo per le entrate a basso livello. Questa correzione è stata resa facoltativa grazie all'inversore precedentemente adibito alla correzione dell'effetto Flechter. La fig. 5 mostra le curve ottenute con tre costanti di tempo. La concezione del filtro passa-basso non è stata modificata, la sua stabilità e la sua facilità di esecuzione rimangono vantaggi importanti. Si notino due correzioni: una interessa l'impedenza di carico, che è qui di 10 kΩ contro 50 kΩ nella versione a tubi; l'altra concerne la scelta della frequenza di taglio: qui 7, 10 e 13 kHz. Si può infatti stimare, tenuto conto dei progressi realizzati nei pressaggi fonografici e della generalizzazione delle ricezioni MF, che un taglio a 5 kHz non è giustificabile. Il taglio a 13 kHz si è rivelato, per esperienza, benefico nei casi di pressaggi che offrano prodotti di distorsione solo al di sopra di questa frequenza (certe registrazioni di solisti, voci femminili, pianoforte ecc., guadagnano talvolta in purezza limitando lo spettro allo stretto necessario).

Al fine di disporre del guadagno massimo in posizione di ascolto lineare, si è presa cura di eliminare la resistenza di adattamento di 10 kΩ, che introduce nelle altre posizioni una perdita di circa 7 dB.

Le risposte ottenute per le regolazioni dei toni sono riportate in fig. 6. La curva tratteggiata indica che in posizione intermedia dei cursori, si ottiene un'approssimazione abbastanza buona della correzione di Flechter.

Il bilanciamento è stato ottenuto per variazione del tasso di controreazione in una delle vie per mezzo del potenziometro P_5. È questa la sola posizione che acconsenta una notevole variazione di guadagno (circa 12 dB), senza che sia turbata la regolazione del registro acuto.

Una questione importantissima, di cui si può trascurare tutti gli aspetti nella versione a tubi elettronici, riguarda la stabilità delle proprietà tanto in funzione della temperatura e della tensione di alimentazione, quanto della dispersione delle caratteristiche dei transistori. Si sa infatti che le curve di risposta dipendono dal guadagno degli amplificatori, segnatamente in quei campi di frequenza dove il fattore di controreazione tende verso lo zero. Quest'eventualità esiste negli stadi di correzione di incisione alle frequenze bassissime e nello stadio del tono per le regolazioni estreme. Conoscendo le

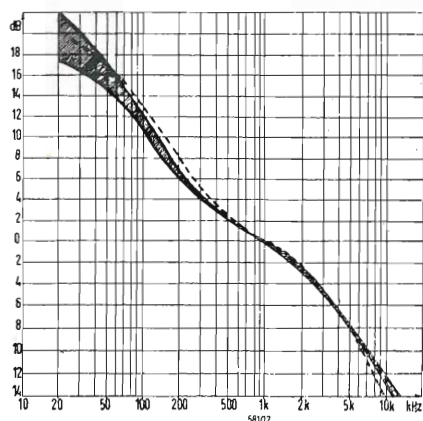



Fig. 9 - Effetti della dispersione delle caratteristiche dello stadio T_2 sulla risposta in frequenza. L'esame è stato esteso a 10 esemplari 2N396. In tratteggiato: curva normalizzata CE13 o RIAA (vedere il testo per l'influenza degli altri transistori).

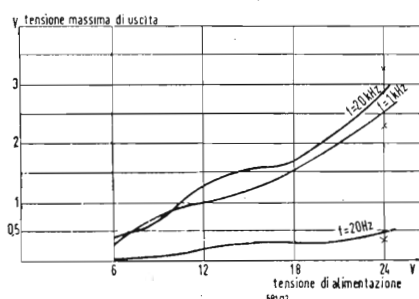



Fig. 10 - Influenza della tensione di alimentazione sulla tensione di uscita massima (distorsione 1 %). Le crocette si riferiscono ad un controllo effettuato a 45 °C.

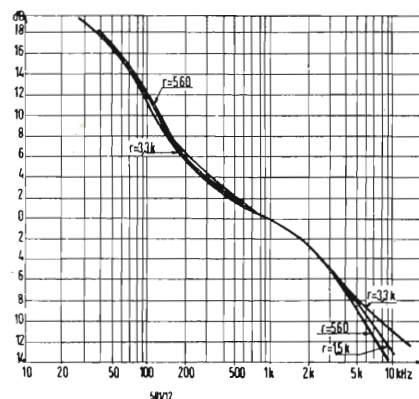



Fig. 11 - Influenza della regolazione della sensibilità per mezzo della resistenza sulla risposta in frequenza (E = 24 V).

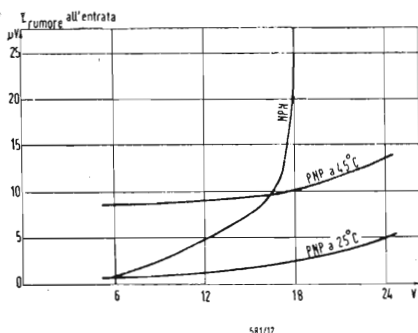



Fig. 12 - Livello di rumore all'entrata in funzione della tensione di alimentazione (resistenza del generatore 10 kΩ).

tolleranze di fabbricazione dei transistor (per il tipo 2N396 il guadagno annunciato può variare fra 30 e 150) da una parte, la sensibilità del guadagno di corrente in funzione della corrente di collettore (e ancora quindi della tensione di alimentazione), l'aumento rapido del guadagno alle alte temperature dall'altra parte, si verifica l'influenza di questi diversi parametri sul comportamento globale dell'apparecchio. Le figg. 7, 8 e 9 compendiano i risultati essenziali, Si ricorderà, in riassunto che l'influenza della tensione di alimentazione rimane piccola riguardo alla linearità entro 18 e 24 V, il guadagno globale subendo variazioni inferiori al 2% in questa regione di funzionamento. L'influenza della temperatura si è rivelata praticamente trascurabile grazie alla stabilizzazione dei punti di lavoro dei transistori. Si constata solo una lieve esaltazione del guadagno sensibile alle frequenze bassissime. Per quanto un funzionamento corretto si possa ottenere con basse tensioni di alimentazione, per es. 9 V, si deve tener conto di una perdita di 5 dB alle basse frequenze, tanto nello stadio di entrata, quanto nella regolazione del tono, specialmente per le correzioni massime.

Gli effetti della dispersione dei transistori sono stati messi in evidenza permutando 10 campioni di ciascun tipo successivamente nei quattro stadi; gli stadi non sottoposti alla prova sono stati equipaggiati con transistori di guadagno centrato sul valor medio. In queste condizioni si è constatata una influenza quasi trascurabile degli scambi; in particolare le risposte in frequenza si sono rivelate identiche, entro meno di 0,5 dB, salvo nello stadio T_2 alle bassissime frequenze come fa fede la fig. 9. Le reazioni locali di corrente non sono estranee a questa stabilità, che bisogna considerare come una qualità fondamentale se non si può prevedere una degradazione sistematica dei transistori. Precisiamo che queste prove sono state eseguite con 18 V di alimentazione al fine di rimanere nei limiti previsti.

Una seconda questione fondamentale, che differenzia in modo generalissimo un preamplificatore a transistori da un preamplificatore a tubi elettronici, riguarda la possibilità di fornire tensioni notevoli di uscita. Si sa che nella versione a tubi i punti di funzionamento ed i carichi adottati non offrono alcuna limitazione, quando l'amplificatore che segue richiede livelli di alimentazione dell'ordine del volt. Qui a motivo dei carichi ridotti e delle basse tensioni di alimentazione, bisogna prevedere una limitazione più grave dell'energia ricavabile sul carico esterno. Se si aggiunge che il circuito del controllo di tono lavora per principio ad alto livello alle frequenze basse (il segnale di collettore supera sempre il segnale di uscita di quasi 18 dB a 30 Hz), si capisce che sia assolutamente necessario fare attenzione all'ampiezza dei segnali ammessi alle diverse entrate come pause alla tensione occorrente per modulare convenientemente l'amplificatore di potenza. La fig. 10 illustra pienamente questo problema indicando la tensione di uscita massima in funzione della tensione di alimentazione e della frequenza. Si noterà, conformemente ai concetti precedenti, che questa limitazione non è effettiva che alle frequenze bassissime.

Un funzionamento senza distorsione in tutta la gamma utile implica ad un tempo una tensione di alimentazione sufficiente (almeno 18 V) ed una sensibilità dell'amplificatore da 100 a 200 mV. La limitazione di ampiezza alle entrate si dimostra indispensabile, perchè la limitazione dovuta alla regolazione di volume nello stadio di uscita, non comporta alcuna protezione contro il sovraccarico degli stadi che lo precedono. Questa garanzia è offerta per le entrate ad alto livello grazie ai potenziometri P_1 e P_2. Per le entrate a basso livello, è più interessante regolare il guadagno dosando il tasso di controreazione, ciò che si ottiene con la resistenza r alla quale si possono dare tutti i valori compresi fra 500 Ω e 3 kΩ; si dispone così di un margine di circa 12 dB senza degradazione delle curve di risposta, come indica la fig. 11. Resta però evidente che nel caso di sorgenti a livelli eccessivi e troppo dissimili, possa risultare indispensabile munire ciascuna entrata di tanti potenziometri, quanti sono i trasduttori connessi. Resta anche possibile riportare la regolazione del volume a monte dello stadio T_3; questa disposizione non acconsente di equalizzare singolarmente i livelli di entrata a meno di inserire potenziometri in cascata, ciò che non è mai raccomandabile. Per mancanza di tempo non abbiamo potuto sperimentare questa soluzione, che non dovrebbe sollevare difficoltà sotto il punto di vista del rapporto segnale/disturbo. Ci ripromettiamo di ritornare prossimamente su questa questione, ed anche sulla misura di distorsione. Lo stesso sarà per le misure di rumorosità per le quali è necessario disporre di una meccanica conforme alla realizzazione definitiva. Possiamo fin da ora indicare secondo la fig. 12 una relazione sensibilmente lineare fra il livello di rumore e la tensione di alimentazione ed un aumento sensibilissimo con la temperatura. La curva relativa a una versione NPN corrisponde all'esecuzione dello stesso schema col transistore 12T2; questa prova condotta in vista di una semplificazione dell'alimentazione, prelevandola dall'alta tensione dell'amplificatore di potenza, non è stata proseguita per ragioni che non sfuggiranno al lettore. Ragioni pratiche giustificano d'altronde la ricerca di una soluzione dell'alimentazione autonoma.

A

dott. ing. Antonio Longhi

Amplificatori di potenza a transistori

Studio di un amplificatore a simmetria complementare in classe B*

1. - GENERALITÀ

Proponiamoci di studiare un tipo di amplificatore senza trasformatori, di potenza massima 200 mW, costituito da un transistore *p-n-p* come pilota e di due transistori complementari di uscita. Disponiamo di due sorgenti di alimentazione costituite da due pile o da due alimentatori. Estendendo il principio di un simile amplificatore si possono raggiungere potenze di uscita dell'ordine di 10 W.
Non disponiamo di transistori *p-n-p* o *n-p-n* aventi caratteristiche strettamente identiche. Ci possono solo convenire le coppie OC72-OC140 o OC139 e OC74-OC140 o OC139. Scegliamo la coppia OC72-OC140.
Segnaliamo fino da ora le differenze essenziali fra ciascuno dei suoi costituenti.

	OC72	OC140
$f\alpha$	350 kHz	4,5 MHz
β medio	50	60
$f\beta$	7 kHz	70 kHz

Ciò ci fa pensare che l'amplificatore con retroazione alle frequenze superiori a 7 kHz abbia un funzionamento perturbato da una dissimmetria crescente tra i due elementi dell'amplificatore di uscita dovuta a variazioni di sfasamento fra i transistori stessi. Questo fenomeno daltronde è stato osservato sperimentalmente ed è particolarmente acuto alle frequenze superiori a 20 kHz. Il segnale di uscita presenta allora una fortissima dissimmetria. Tuttavia il funzionamento è regolarissimo sotto i 15 kHz e la distorsione è inferiore al 3% fino alla potenza di uscita di 150 mW e alla frequenza di 1 kHz.
Notiamo che essendo questi due transistor fabbricati con lo stesso procedimento, cioè per diffusione, si può prevedere che le loro caratteristiche varieranno nello stesso senso al variare della temperatura.
Vi è però un punto, che avrà tendenza a far reagire un poco diversamente i due transistori alle variazioni di temperatura: è il loro riscaldamento in gradi per watt. La resistenza termica dell'OC140 è di 0,5 °C/mW in aria libera, mentre quella dell'OC72, senza cappellotto e senza piastrina addizionale di raffreddamento, è di 0,4 °C/mW. Nel circuito proposto ciascun transistore dissipa la stessa potenza. Allora l'OC140 si scalderà di più dell'OC72, e le variazioni delle loro caratteristiche non saranno più identiche.
Sarà allora utile munire l'OC140 di un elemento di raffreddamento di piccola dimensione, allo scopo di diminuire la resistenza termica. Notiamo che la coppia OC45-OC139 sarà più favorevole al corretto funzionamento dell'amplificatore alle alte frequenze, ma l'OC45 non può dissipare che una potenza di 50 mW al massimo, alla temperatura ambiente di 45 °C; ciò non ci converrebbe.

2. - DESCRIZIONE SOMMARIA DEL CIRCUITO

Consideriamo il circuito di fig. 5. L'amplificatore è costituito da transistori complementari *p-n-p* OC72 e *n-p-n* OC140. È alimentato da due sorgenti separate di 5 V (tensione di una batteria d'automobile). Il carico si trova nella diagonale del ponte costituito dai transistori e dalle batterie. Quando esso è in equilibrio, cioè quando i transistori sono identici in funzionamento continuo, il carico non è attraversato da alcuna corrente.
Questo circuito è più interessante di quello di fig. 1, che non richiede che una batteria, ma obbliga a usare un condensatore di forte valore, limitando così la risposta alle alte frequenze. I due transistori di uscita sono pilotati da un OC71 in collegamento diretto con ciascuno di essi. Il funzionamento è semplice: ciascun transistore in uscita è polarizzato in classe *AB* e amplifica una metà del segnale più una parte dell'altra metà. La forma dei segnali in diversi punti dell'amplificatore è indicata in fig. 2. I transistori di uscita sono stabilizzati rispetto alle variazioni di I_{CO} col complesso R_1, R_2 e R_4. Una retroazione globale (C_3, R_7) migliora le caratteristiche dell'amplificatore fino alla frequenza di 15 kHz.

(*) Di M. Billardon; tradotto da *Revue du Son*, maggio 1962, pag. 183.

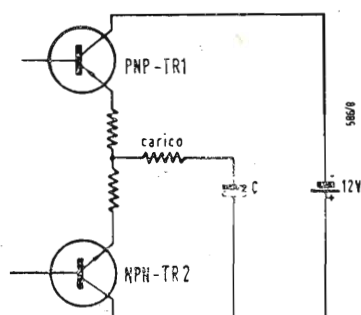



Fig. 1 - Stadio finale a simmetria complementare richiedente una sola pila.

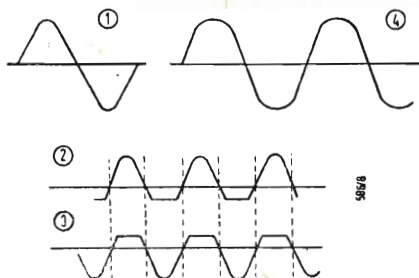



Fig. 2 - Forma d'onda dei segnali: 1, al collettore dell'OC71; 2 e 3, ai capi delle resistenze di emettitore dei due transistori di uscita; 4, ai capi del carico.

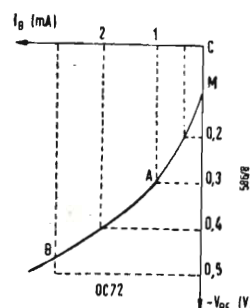



Fig. 3 - Caratteristica $I_B = f(V_{BE})$ dell'OC72.

(1) Si trascurano le correnti di base dei transistori di uscita per il calcolo di questa resistenza.

3. - DETERMINAZIONE DEGLI ELEMENTI

La corrente di riposo teorica dei transistori OC72 e OC140 è determinata dal valore della tensione V_{BE} a partire dalla quale la resistenza dinamica di entrata non varia quasi più, cioè alla sommità della curvatura della caratteristica $I_B = f(V_{BE})$, come indica la fig. 3.

La distorsione del segnale di uscita è minore quando il punto di lavoro percorre il tratto di curva AB, rispetto a quando si sposta fra M e B. Ma queste condizioni impongono una perdita di potenza con continuità troppo importante. Si preferisce perciò polarizzare più basso. Si prenderà $V_{BE} = 0{,}15$ V. Allora si può pensare che la distorsione di uno stadio funzionante in classe AB, sia meno forte di quella di uno stadio funzionante in classe A ove la curva $I_B = f(V_{BE})$ viene percorsa da M a B. A $V_{BE} = 0{,}15$ V corrisponde $I_B = 0{,}15$ mA e $I_C = 10$ mA.

Le resistenze di emettitore R_1 e R_2 sono uguali a 5 Ω. Si ha dunque:

$V_{R1} = V_{R2} = 5 \cdot 10^{-2} = 0{,}05$ V e $B_{BE1} + V_{BE2} + V_{R1} + V_{R2} = 0{,}4$ V, dove V_{BE1} e V_{BE2} sono le tensioni emettitore-base relative ai transistori OC72 e OC140.

Lo stadio pilota OC71 funziona in classe A. La sua tensione è di 12 V.

Poniamo $V_{CE} = 6$ V e $I_E = 3{,}5$ mA; $V_{R4} = 0{,}4$ V, allora

$$R_4 = \frac{0{,}4}{3{,}5} \cdot 10^3 = 115\ \Omega.\ (^1)$$

La fig. 4 mostra il senso delle correnti. Il transistore OC71 è stabilizzato rispetto alla temperatura ponendo nell'emettitore una resistenza disaccoppiata $R_3 = 150$ Ω.

Si ha:

$V_{R3} = 0{,}52$ V.

$V_{R3} + V_{CE} + V_{R4} = 0{,}52 + 6 + 0{,}40 = 6{,}92$ V, ora

$I_{R5} = 3{,}5$ mA, da cui

$R_5 = 1400$ Ω.

Si determinano poi le resistenze di polarizzazione dell'OC71:

$I_{CE} = 3{,}5$ mA e $V_{CE} = 6$ V, che permettono di determinare graficamente i valori di I_B e V_{BE}; siano $I_B = 60$ µA; $V_{BE} = 0{,}17$ V, da cui $V_{R6} = 0{,}52 + 0{,}17 = 0{,}69$ V (fig. 5).

Fig. 4 - Sensi delle correnti dei transistori.

Fig. 5 - Elenco dei componenti dell'amplificatore: R_1, R_2 = 5 Ω; R_3 = 150 Ω; R_4 = 120 Ω; R_5 = 1,4 kΩ; R_6 = 2,2 kΩ; R_7 = 27 kΩ; R_8 = 3,3 kΩ. C_1 = 500 µF/4 V; C_2 = 500 µF/12 V; C_3 = 500 µF/4 V; R_C = 20 Ω.

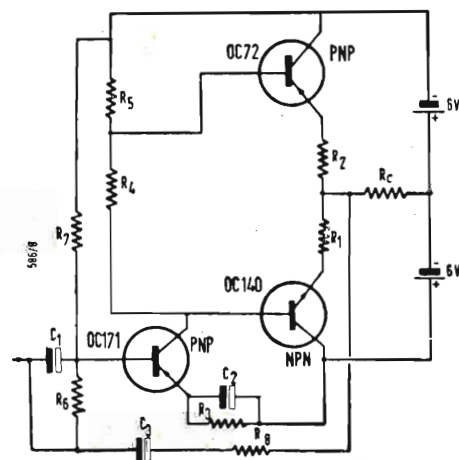
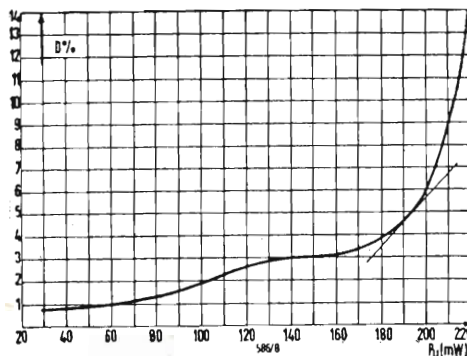



Fig. 7 - Curva di distorsione; $P_{u\,max}$ = 190 mW. Misura fatta a 1 kHz.

Fig. 8 - Amplificatore di potenza ad accoppiamenti diretti.

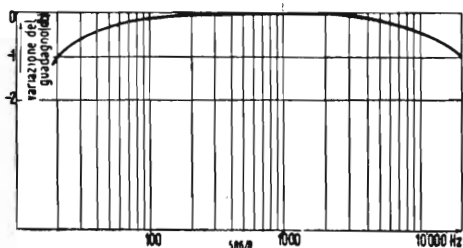
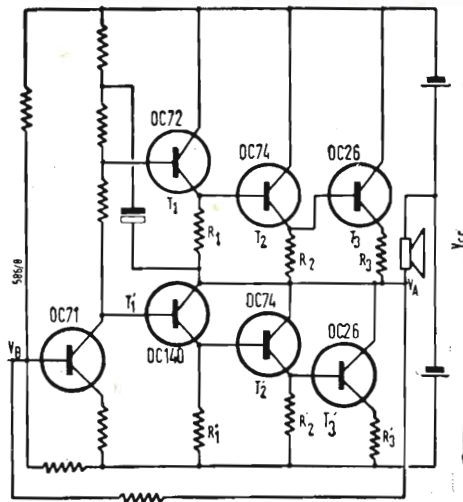



Fig. 6 - Risposta in frequenza dell'amplificatore a simmetria complementare OC140-OC72. Misura fatta a P_u = 100 mW.

Prendiamo $R_6 = 2$ kΩ; $I_{R6} = 0{,}69/2000 = 345$ μA, da cui
$I_{R7} = 345 + 60 = 405$ μA, e
$V_{R7} = 12 - 0{,}69 = 11{,}31$ V.
$R_7 = 28$ kΩ.
La curva di distorsione in funzione della potenza (fig. 7) mostra che la distorsione è inferiore all'1 % per una potenza minore di 70 mW.
La potenza massima di cui si può disporre senza che la distorsione aumenti bruscamente è di 190 mW.

4. - AMPLIFICATORE DI POTENZA AD ACCOPPIAMENTI DIRETTI (1)

Avendo lo studio dell'amplificatore di 200 mW ad accoppiamenti diretti dato risultati molto soddisfacenti, si è pensato di applicare lo stesso principio ad un amplificatore da 10 W. Lo schema di un tale circuito è presentato in fig. 8.
Lo sfasamento è assicurato dalla coppia OC72-OC140.
Se $V_A = V_B = 1/2\ V_{CC}$ è possibile realizzare una catena di controreazioni non comportanti condensatori.
L'inconveniente maggiore di questo circuito sta nel fatto che vi è un numero troppo grande di transistori in cascata e tutta la deriva termica del primo stadio, per minima che sia, viene amplificata dagli altri stadi, questi ultimi aventi derive proprie, che non si compensano.
In effetti supponiamo che i fattori di stabilità dei transistori T_1, T_2 e T_3 siano S_1, S_2, S_3 e che A_1, A_2, A_3 siano i loro guadagni di corrente. Se I_0 è la corrente imputabile alla deriva del primo transistor OC71, si trova all'uscita dell'OC72 una deriva uguale a:
$i_{S1} = A_1\, i_0 + i_1$,
i_1 essendo la deriva propria di questo stadio con $i_1 = S_1 \times i_{CO1}$ dove i_{CO1} è la variazione della corrente i_{CO} di questo transistore. Supponendo che le resistenze R_1 e R_2 siano grandi rispetto alle resistenze statiche di entrata dei transistori che le seguono, si avrebbe all'uscita dell'OC74 una deriva uguale a
$i_{S2} = (A_1 i_0 + S_1\, i_{CO1})\, A_2 + S_2\, i_{CO2} = A_1\, A_2\, i_O + S_1\, A_2\, i_{CO1} + S_2\, i_{CO2}$.
All'uscita dell'OC26 si ha una deriva totale uguale a:
$i_{S3} = A_1\, A_2\, A_3\, i_O + S_1\, S_2\, A_3\, i_{CO1} + S_2\, A_3\, i_{CO2} + S_3\, i_{CO3}$.
Questo aumento di corrente di collettore di T_3 tende rapidamente a distruggerlo. Questa formula è valida per le due metà dell'amplificatore. Questo circuito è quindi particolarmente scabroso da studiare. Le caratteristiche di un circuito particolare ad una data temperatura sono senza dubbio eccellenti (sono state proposte soluzioni per la stabilizzazione termica di simili circuiti; esse sono però di impiego delicato), ma il suo interesse commerciale è, sembra almeno, limitato dal bisogno imperioso di disporre di due coppie di transistori appaiati come i transistori T_1 e T_1' complementari, ma identici nelle caratteristiche statiche e dinamiche.

5. - CONCLUSIONE

Questo studio ha permesso di fornire la formula più interessante per un amplificatore di bassa frequenza di notevole potenza (≥ 10 W):
— uno stadio pilota costituito da un transistore di media potenza e da un trasformatore di buona qualità.
— lo stadio di uscita costituito da due transistori di potenza funzionanti in classe B, ma con debole corrente di riposo, alimentati da due sorgenti identiche; il carico si trova nella diagonale del ponte formato da questi quattro elementi.
Basandosi su questo schema è stato studiato un amplificatore da 50 W nei Laboratori della S.A. La Radiothecnique; esso ha dato risultati molto soddisfacenti.

(1) - Questo tipo di amplificatore divenuto oggi abbastanza classico in America e in Inghilterra deriva da quello descritto dal Darlington (esso pure basato sullo studio di H. C. Lin « Quasi-Complementary Transistor Amplifier » pubblicato nel settembre 1956 da « Electronics »).

Festival Internazionale del Suono 1963 a Parigi.

Il 5° Festival Internazionale del Suono avrà luogo a Parigi al Palais d'Orsay dal 7 al 12 marzo 1963. Posto sotto l'insegna dell'arte e della tecnica, il festival del suono è l'espressione del progresso realizzato nel campo della registrazione e della riproduzione musicale.

Per 6 giorni al festival si espongono i migliori complessi o le migliori catene di alta fedeltà, che utilizzano il disco, il nastro magnetico e la modulazione di frequenza.

Questi apparecchi, i prezzi dei quali sono accessibili a tutti gli amatori dell'alta fedeltà, rappresentano un adattamento di materiale professionale ad uso del pubblico. Essi devono essere conformi alle caratteristiche di qualità definite dalla Commissione Tecnica del S.I.E.R.E.

Gli espositori sono: Germania federale, Austria, Belgio, Danimarca, Stati Uniti, Francia, Inghilterra, Olanda, Giappone, Norvegia, Svizzera, ecc.

Il festival è una competizione internazionale in cui i costruttori rivaleggiano per presentare gli apparecchi meglio concepiti e più soddisfacenti per il pubblico.

Un posto preponderante hanno al festival le dimostrazioni; esse solo possono valorizzare le qualità degli apparecchi. Esse hanno luogo non in un auditorio, ma negli appartamenti e nelle sale dell'Hôtel d'Orsay (quai Anatole France), dove le condizioni di ascolto sono analoghe a quelle degli appartamenti famigliari.

I visitatori hanno a disposizione la documentazione e gli elementi necessari per apprezzare le dimostrazioni: biblioteca, guida dell'alta fedeltà, registrazione di alta fedeltà, disco stereofonico appositamente inciso per il festival, conferenze.

La Radio diffusione Televisione francese presenta concerti, trasmissioni stereofoniche, spettacoli dimostrativi ai quali partecipano le Radio diffusioni estere.

(*a.n.*)

Allegato tecnico 1.
Caratteristiche di qualità per gli elettrofoni e i mobili combinati.

Elemento	Tipo della caratteristica	Valore	Osservazioni
Complesso gira dischi	Tolleranza sulla velocità reale per le velocità nominali di 78 giri/min, 45 giri/min; 33,3 giri/min alla tensione nominale della rete	± 2 %	
	Fluttuazioni totali (pianto e scintillazione)	0,6 %	Valore istantaneo misurato da cresta a cresta alla frequenza di 3 kHz.
	Rumorosità	— 25 dB	
Fonorivelatore	Raggio dell'estremità della punta di riproduzione.		
	Microsolco monofonico — Max.	0,026 mm	
	— Min.	0,018 mm	
	Microsolco stereofonico — Max.	0,018 mm	
	— Min.	0,013 mm	
	Massima forza di applicazione verticale della punta sulla superficie registrata (per dischi monofonici e stereofonici)	0,078 N	1.000 grammi forza = 9,8 Newton
Amplificatore[2]	Curva ampiezza - frequenza	80 Hz ÷ 10.000 Hz	a ± 3 dB rispetto a 1 kHz e per la potenza di uscita minima di 1,5 W(1)
	Potenza minima di uscita	2,5 W	riferita a 1 kHz(1)
	Tasso di distorsione non lineare	2 %	riferito a 1 kHz e per la potenza minima di uscita di 1,5 W(1)
	Rapporto segnale/rumore	— 35 dB	non ponderato. Per la potenza di uscita minima di 1,5 W.
Norme di sicurezza	Le raccomandazioni del C.E.I. (Pubblicazione 65) relative alla sicurezza, sono applicabili a questi materiali per qualsiasi tensione di alimentazione.		

(1) Se il costruttore utilizza una frequenza diversa, questa deve essere indicata.
(2) I valori delle impedenze di uscita dell'amplificatore devono essere scelti fra i valori normalizzati 2 - 4 - 8 - 16 Ω.

Allegato tecnico 2.
Caratteristiche di qualità per i magnetofoni.

Tipo della caratteristica	Caratteristica di qualità	Valore	Osservazioni
Caratteristiche meccaniche	Tolleranza sulla velocità reale per le velocità nominali di scorrimento alla tensione nominale di rete:		
	38 cm/s	± 0,7 %	
	19 cm/s	± 1 %	
	9,5 cm/s	± 1 %	
	Fluttuazioni totali (pianto più scintillazione	0,6 %	Valore istantaneo misurato da cresta a cresta alla frequenza di 3 kHz.
	Pianto lento	93 %	
Caratteristiche elettriche	Dinamica di cancellazione - Valore del segnale residuo per un nastro tipo	— 60 dB	Per la frequenza di 1 kHz al 100 % — 3 dB(1) (2)

	Distorsione globale	2 %	alla potenza nominale per la frequenza di 1 kHz (2)
	Dinamica di riproduzione	— 45 dB	alla potenza nominale per la frequenza di 1 kHz registrata al 100 % — 3 dB (valore non ponderato)(2)
	Banda passante totale registrazione-riproduzione alle velocità nominali di scorrimento: 38 cm/s 19 cm/s 9,5 cm/s	 40 Hz ÷ 15 kHz 50 Hz ÷ 12 kHz 70 Hz ÷ 8 kHz	 + 2 dB } rispetto ÷ 2 dB } a ± 3 dB } 1 kHz(2)
Amplificazione di potenza	Un sistema di amplificazione di potenza è generalmente associato al magnetofono. Le sue qualità devono essere adattate alle caratteristiche della tabella qui qui sopra riportata		

(1) Per il tipo di nastro magnetico utilizzato dal costruttore per le sue misure.
(2) Se il costruttore utilizza una frequenza diversa, questa deve essere indicata.

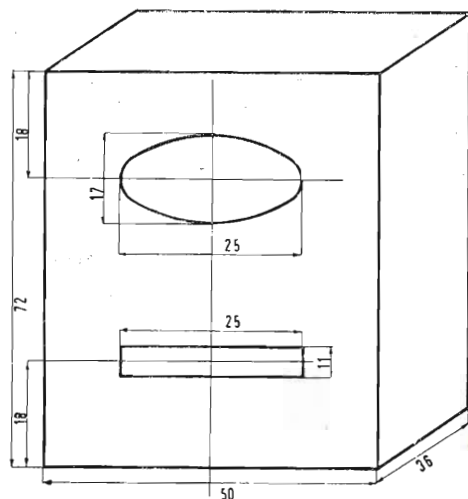
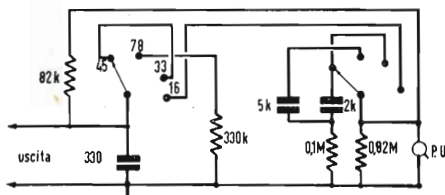
Allegato tecnico 3.
Caratteristiche di qualità per gli elementi di una catena elettroacustica di alta fedeltà.

Elemento	Tipo della caratteristica	Valore	Osservazioni
Complesso gira-dischi	Tolleranza sulla velocità reale per le velocità nominali di rotazione di 45 giri min, 33,3 giri/min alla tensione nominale di rete Fluttuazioni totali (pianto e scintillazione) Rumorosità	± 1 % 0,3 % — 40 dB	 Valore istantaneo misurato da cresta a cresta alla frequenza di 3 kHz.
Fonorivelatore	Raggio dell'estremità della puntina di riproduzione. Microsolco monofonico — Max. — Min. Microsolco stereofonico — Max. — Min.	 0,026 mm 0,018 mm 0,018 mm 0,013 mm	
	Massima forza di applicazione verticale della puntina sulla superficie registrata. Microsolco monofonico	< 0,03 N(1)	Utiliz. del minimo raggio della punta
	Microsolco stereofonico	< 0,078 N	Utiliz. del massimo raggio della punta
	Microsolco stereofonico	< 0,03 N	Utiliz. del minimo raggio della punta
	Microsolco stereofonico	< 0,06 N	Utiliz. del massimo raggio della punta
Complesso del Magnetofono	Tolleranza sulla velocità reale per le velocità nominali di scorrimento alla tensione nominale di rete. 38 cm/s 19 cm/s 9,5 cm/s	 ± 0,7 % ± 1 % ± 1 %	
	Fluttuazioni totali (pianto e scintillazione)	0,6 %	Valore istantaneo misurato da cresta a cresta alla frequenza di 3 kHz.
	Pianto lento	0,3 %	
Sintonizzatore	1 - *Modulazione di frequenza*		
	Livello di uscita	1,5 V_{eff}	
	Curva ampiezza-frequenza	20 Hz ÷ 20 kHz	± 1 dB rispetto a 1 kHz (3)
	Rapporto segnale/rumore	— 60 dB	valore non ponderato
	Sensibilità	< 2 μV	
	Tasso di distorsione non lineare	0,5 %	Per ± 75 kHz
	Reiezione MA-MF	— 60 dB	
	2 - *Modulazione di ampiezza*		
	Sensibilità	< 3 μV	
	Tasso di distorsione non lineare	< 1 %	Per un tasso di modulazione del 100 %
*Amplificatore*2	Curva ampiezza-frequenza	20 Hz ÷ 20 kHz	± 2 dB rispetto a 1 kHz per la potenza di uscita di 2 W(3)
	Potenza minima di uscita	6 W	Per canale, a 1 kHz e per un tasso di distorsione lineare inferiore al 2 % (3)
	Tasso di distorsione non lineare	< 0,5 %	Per la potenza di uscita di 2 W a 1 kHz3
	Rapporto segnale/rumore	— 60 dB	Valore non ponderato. Per la potenza di uscita minima di 1,5 W.

(1) 1.000 grammi forza = 9,8 Newton.
(2) I valori delle impedenze di uscita dell'amplificatore devono essere scelti fra i valori normalizzati 2 - 4 - 8 - 16 Ω.
(3) Se il costruttore utilizza una frequenza diversa, questa deve essere indicata.

Fig. 1/0400

0400 – ***Sig. Donà Otello – Marghera-Venezia.***

D. 1° Possiedo un mobile acustico (altoparlante triassiale e cassa armonica) della Goodmans, il modello dovrebbe essere il N. 1801 tipo AL-120. La parete posteriore di questo mobile porta un foro quadrato (circa 15 cm di lato); ciò premesso a quale distanza minima posso tenere detto mobile dal muro senza intaccare la qualità di risposta? È possibile piazzare detto mobile all'altezza del soffitto (tre metri da terra?) Mi potete fornire le caratteristiche di detto mobile aggiungendo che l'altoparlante ha un diametro di 312 mm? Quale graduatoria di qualità mi indicate a Vostro esperto parere fra le seguenti Case: ALTEC LANSING, STEPHENS, JENSEN, ACOUSTIC RESEARCH INC. GOODMANS, PHILIPS, OSAE?
Per un impianto stereo è consigliabile mi procuri un egual mobile?

2° Possiedo un registratore stereo TK60 della Grundig al quale vorrei applicare altoparlanti Goodmans e tentare di alloggiarne almeno uno (Supraphon 25 × 17 cm) in un piccolo bass reflex. Mi potete fornire il disegno? La frequenza di risonanza dell'altoparlante è di circa 95 Hz.

3° Mi potete indicare la resistenza di carico della capsula ceramica, Ronette BF40, stereofonica? Mi potete inoltre fornire uno schema di un circuito di equalizzazione (RIAA) adatto per detta testina e da poter inserire prima dell'ingresso al mio registratore? Aggiungo che l'impedenza d'ingresso per pick up (plate) è di 2,2 MΩ.

R. 1° Basta scostare di 15 cm il mobile dal muro.
Circa la risposta del mobile, essa è strettamente legata al tipo di altoparlante. Col triassiale la frequenza di risonanza fondamentale si aggira sui 40 Hz e la risposta copre l'intera gamma acustica con le cuspidi e gli avallamenti nella curva propria degli altoparlanti. Per quanto nulla sia di stranissimo, non ci sentiamo di consigliarle l'innalzamento sul soffitto di un tale mobile. Fra gli altoparlanti, quelli da Lei menzionati, sono da porsi sullo stesso piano. Ogni altoparlante deve essere confrontato con altri della sua classe. Gli AR1 o AR2 stanno a sè a motivo della sospensione pneumatica del cono e danno risultati superiori solo se alimentati con potenze notevoli (oltre 30 W), Insistendo nella nostra convinzione della necessità della simmetria e dell'equilibrio per un impianto stereo, riteniamo opportuno che i due contenitori degli altoparlanti siano uguali tra loro. 20 Le alleghiamo lo schizzo di un mobile bass-reflex per altoparlante ellittico 25 × 17 cm.

3° Il carico della capsula Ronette Binofluid BF40 è di 1 MΩ con 100 pF in parallelo. Se la capacità derivata è maggiore di 100 pF, la resistenza di carico diminuisce proporzionalmente (proporzionalità inversa).

4° Lo scheminо, pure allegato, rappresenta un filtro egualizzatore RIAA adatto per la testina in oggetto. Può essere che qualche valore debba essere ritoccato in funzione della risposta dell'amplificatore connesso alla Ronette BF40; il circuito qui riprodotto prevede anche l'uso di dischi a 78 giri, che essendo monoaurali richiedono un solo canale, o la messa in parallelo di entrambi i canali, nonché di quelli a 16 giri. S'intende che il circuito deve essere ripetuto per l'altro canale.

Fig. 2/0400

0401 – ***Sig. G. R. Novasconi – Milano.***

D. Vi prego volermi rispondere ai seguenti quesiti:

1° Quesito - Gradirei conoscere i valori rispettivamente dei condensatori C1 e C2 e delle impedenze ZI e Z2 per ottenere un filtro da 200 Hz a 5 kHz. per trasformatore con uscita 8 Ω e dinamico 7Ω (fig.).
Gradirei inoltre conoscere dove mi potrei rivolgere per *entrare in possesso* delle due sopracitate impedenze ZI e Z2, essendo nell'assoluta impossibilità di autocostruirle.

2° Quesito - Mi sono costruito un piccolo amplificatore che uso come «*signal trace*» vorrei applicare un sistema di rettificazione a *diodo* per ottenere un segnale di bassa frequenza da un segnale in *alta*, per la localizzazione dei difetti in apparecchi radio. Pertanto, propongo uno scheminо coi relativi valori (fig. 2) e, se esatti, prego nel contempo indicarmi un *tipo* di *diodo* adatto.
Sulla Rivista L'ANTENNA N. 2 febbraio 1962 pag. 112 (0363 A. Giarda) nell'elenco dei resistori relativi allo schema Alta Fedeltà Marzo 1961 N. 3 pag. 84 fig 4, non sono specificati i valori delle resistenze N. 18, 20, 23, 33.
Riferendomi alla Rivista alta fedeltà N. 7 del luglio 1961 pag. 201 desidero conoscere, dato che è introvabile sul mercato l'*ovatta* di *orlon*, se vi è qualcosa che la possa *sostituire* e se essa debba venire applicata nella cassa in *fiocchi* oppure in *pezza*.

R. 1° *Quesito* - Lo schema da Lei proposto non rientra nei circuiti tipici di filtri passabanda. La difficoltà che si incontra per il filtro che Le interessa sta nel basso valore

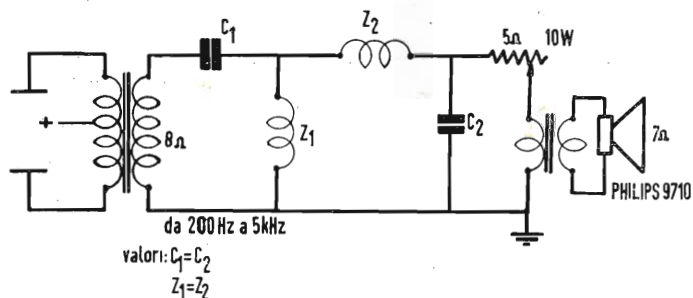



Fig. 1/0401

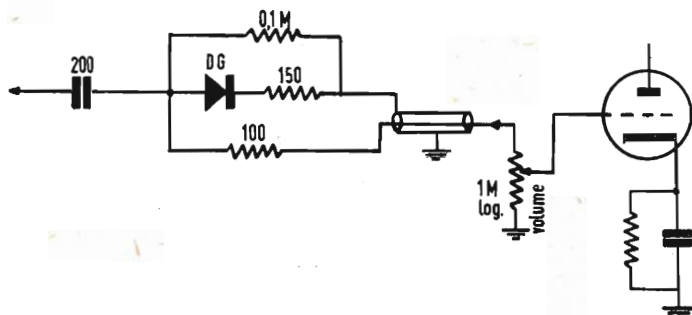
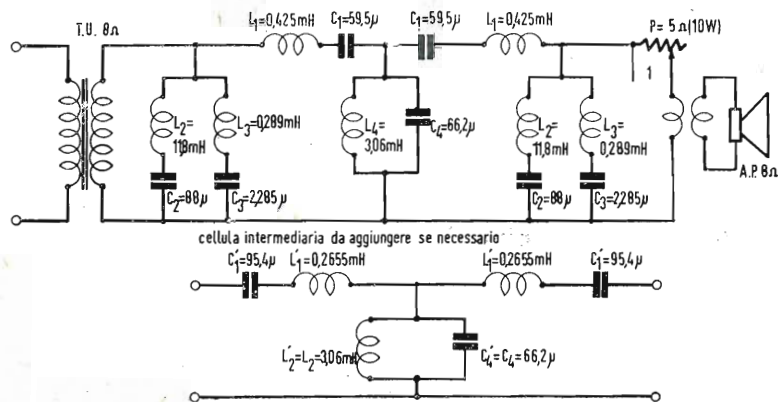



Fig. 2/0401

Fig. 3/0401

Fig. 4/0401

dell'impedenza di carico 8Ω, che porta a valori enormi di capacità; queste potranno essere realizzate con condensatori elettrolitici bipolarizzati; meglio sarebbe se fossero a carta, ma non lo crediamo possibile. Abbiamo studiato il miglior filtro di banda per i suoi dati e siamo pervenuti al seguente schema formato da due cellule terminali e da una cellula centrale, adattato per R = 8Ω. Il taglio risultante non sarà molto ripido per il basso valore dei Q dei circuiti risonanti, dovuto all'infimo rapporto L/C. Potrà quindi forse, occorrere aggiungere una cellula intermedia schizzata a parte.

Ecco dunque il circuito (fig. 3).

$L_1 = 0{,}425$ mH; $L_2 = 11{,}8$ mH; $L_3 = 0{,}289$ mH; $L_4 = 3{,}06$ mH; $C_1 = 59{,}5$ μF; $C_2 = 88$ μF; $C_3 = 2{,}285$ μF; $C_4 = 66{,}2$ μF.

La cellula intermedia è riportata in fig. 4.

Per la costruzione delle bobine si attenga ai seguenti dati; la realizzazione è semplice ed Ella potrà certamente pregare qualche conoscente che le costruisca. (v. fig. 5).

Bobina $L_1 = 0{,}425$ mH; 8 strati di 10 spire ciascuno + 1 strato di 6 spire; totale 86 spire filo rame smaltato ∅ 1 mm.

Bobina $L_2 = 11{,}8$ mH; 21 strati di 20 spire + 1 strato di 6 spire; totale 426 spire filo rame smaltato ∅ 1 mm.

Bobina $L_3 = 0{,}289$ mH; 7 strati di spire + 1 spira; totale 71 spire filo rame smaltato ∅ 1 mm.

Bobina $L_4 = 3{,}06$ mH; 11 strati di 205 spire + 22 spire; totale 222 spire filo rame smaltato ∅ 1 mm.

Dimensioni in cm.

2° *Quesito* - Un diodo al germanio per l'uso come rivelatore adatto al suo caso è il Philips OA72. La resistenza di carico di 3MΩ è eccessiva; solitamente i diodi al germanio lavorano con resistenze molto più basse; sarà bene non superare 0,5 MΩ. S'intende che il segnale RF deve essere modulato in ampiezza per poter ricavare una nota di bassa frequenza.

3° Ecco i valori delle resistenze non specificate nel loco citato:

$R_{18} = 47$ kΩ, ½ W; $R_{20} = 21$ kΩ, ½ W; $R_{23} = 0{,}27$ MΩ, ½ W; $R_{33} = 47$ kΩ, ½W.

4° In sostituzione dell'ovatta Orlon, si può usare lana di roccia, o lana di vetro. Ecco alcuni nominativi di produttori di lane minerali:

SAMIS, Corso Venezia 12, Milano, tel. 70 91 76. Wanner, Via Ariberto 24, Milano, tel. 84 818 46. Jucker, Via Mauro Macchi, 27/28, Milano, tel. 27 83 06.

L'assorbente acustico deve essere in fiocchi e deve riempire l'intero volume (senza stipamento) del contenitore degli altoparlanti.

0402 – *Sig. Tullio Reali – Torino.*

D. Avendo intenzione di installare un impianto stereo di tipo economico, avente come principali componenti:

1° cambiadischi DUAL 1007 con testina stereo piezoelettrica a cristallo CDS-520/3;

2° amplificatore HEATHKIT SA-3 con preampli incorporato (2 × 3W, 4-8-16 Ω);

Vi prego comunicarmi quali dei seguenti diffusori meglio si adattino ai suddetti componenti:

2 radiatori con un woofer 10" ed un tweeter

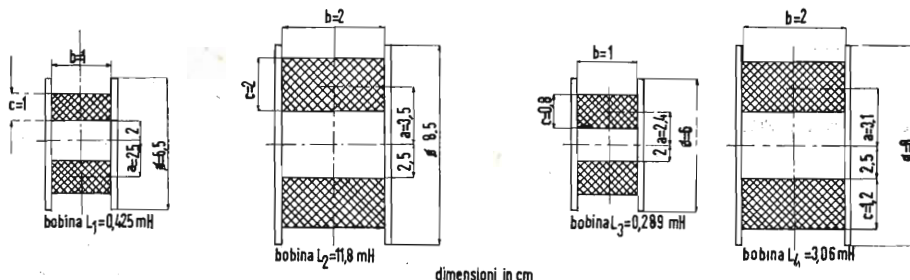



Fig. 5/0401

2" ciascuno, 4 Ω, 60-15.000 Hz, 10 W; oppure:
2 cassette bass-reflex PHILIPS NG-3560, 5 Ω, con altoparlante biconico AD-3800-AM (non conosco la risposta in Hz, nè la potenza massima applicabile).

R. Riteniamo che nel Suo caso siano più adatte le cassette PHILIPS. Le consigliamo però di assicurarsi che l'impedenza sia 5 Ω; in tal caso gli altoparlanti devono essere del tipo AD3800 M e non AD3800AM, perchè quest'ultimo ha la bobina mobile di alta impedenza (800 Ω).
La potenza massima di detto altoparlante (indipendentemente dall'impedenza) è 6 W; altre caratteristiche: ∅ del cono 190 mm; frequenza di risonanza 75 Hz; flusso magnetico totale 26.200 maxw; induzione magnetica 11.000 gauss; risposta in frequenza da 60 a 16.000 Hz; peso 520 gr.
Avvertiamo che la PHILIPS pone il tipo AD3.800 tra gli altoparlanti della serie universale « HI-FI »; a quest'ultima serie appartiene l'altoparlante 9750 M biconico confacente al caso Suo: potenza max 6 W; ∅ del cestello 216 mm.; impedenza 5 Ω; frequenza di risonanza 60 Hz; flusso magnetico totale 58.300 maxw.; induzione magnetica 13.000 gauss; peso 1,7 kg.; il tipo 9750M presenta un magnete permanente molto più grosso di quello del mod. AD3800, e quindi maggior flusso, induzione e rendimento e una frequenza di risonanza più bassa; la risposta in frequenza del mod. 9750M si estende da 50 a 19.000 Hz.
Cogliamo l'occasione per dire che è bene che l'altoparlante sopporti una potenza sensibilmente superiore a quella dell'amplificatore, naturalmente senza esagerazioni; così l'altoparlante da 6 W è ben adatto allo amplificatore da 3 W; un altoparlante di maggior potenza sarebbe però eccesivamente esuberante e quindi sprecato.

0403 – *Sig. Walter Rinaldi – Bologna.*

D. Vorrei avere il numero della Vs. rivista dove è descritto il preamplificatore Quad II di P. J, Walker.

R. Vi informiamo che il Quad II è descritto a pag. 9 ÷ 14 del n° di luglio 1957 di « alta fedeltà » (Gino Nicolao).
Il Rappresentante per l'Italia è la Soc. Lionello Napoli, V.le Umbria 80, Milano.

0404 – *Lo Verme Vincenzo – Ravanusa.*

D. Ho letto a pag. 142 del n° 5 del maggio 1961 della Vs. rivista alta fedeltà di alcuni altoparlanti. Ge-Go, Princeps, Vega.
Desiderando acquistarne alcuni, Vi prego di farmi conoscere l'indirizzo del rappresentante in Italia di ciascuna di queste fabbriche.

R. Già altri Lettori ci hanno richiesto gli indirizzi che Le interessano.
Non ci risulta che le Case in oggetto abbiano un Rappresentante ufficiale in Italia. La C.G.E. rappresenta la G.E.Co ma non tratta gli altoparlanti e non vende al minuto.
Vi sono però ditte Italiane che si interessano di importare altoparlanti esteri di fama. In particolare segnaliamo i seguenti nominativi:
MILANO BROTHERS, (Milano, P.za Velasca 5, tel. 89.77.40).
RICORDI G. e C, S.p.A., (Milano, Via G. Berchet 2, tel. 89.34.70).
BRION VEGA s.a.s. (Milano, Via Presolana 3-5, tel. 55.37.73).
LARIR s.r.l., (Milano, P.za Cinque Giornate 1, tel. 79.57.62).
PASINI & ROSSI, (Genova, Via SS. Giacomo e Filippo 31, R, tel. 83.465).

0405 – *Dr. Ing. G. Pedretti – Milano*

D. Leggo su L'ANTENNA del dicembre scorso un giudizio sulla scelta di un giradischi automatico a seguito di una richiesta del Signor Giovanni Canepa di Treviso.
Non conosco il criterio di valutazione adottato dal redattore.
Per parte mia, dovendo fare una scelta, ho dato la preferenza al cambiadischi automatico Lesa CD2/TE-TS per due ragioni:
1) perché durante una mia permanenza negli U.S.A. l'ho visto largamente diffuso ed apprezzato nel mercato dei componenti d'alta fedeltà. Ho avuto poi modo di constatare con soddisfazione che la fama del CD Lesa era pienamente meritata per il basso wow, basso rumble e per l'eccezionale robustezza;
2) perché avrei in ogni caso avuto facilità di riparazione e di sostituzione di eventuali parti di ricambio.
Aggiungo che a tutt'oggi, dopo due anni di intenso uso, non ho avuto bisogno di interventi di sorta. Per contro ha avuto bisogno di molti interventi il mio precedente cambiadischi di famosa origine straniera.
Tanto dovevo perché ritengo opportuno sia riveduta la vecchia mentalità troppo facilmente esaltatrice dei prodotti stranieri trascurando di valutare secondo merito i prodotti che più all'estero che in Italia vengono apprezzati e fanno onore alle industrie italiane.

R. Egregio Ingegnere - La sua lettera ci allarga il cuore, perché ci incoraggia a restituire al cambiadischi LESA CD2/TE-TS la nostra piena fiducia, che un caso sfortunato aveva recentemente attenuato; appunto l'influsso di tale caso particolare dettò al nostro redattore la risposta al sig. Canepa. E chiaro però che una simile singolarità non può avere il minimo peso sulla valutazione di un prodotto che chi scrive adottò su vasta scala per i radiogrammofoni e fonotavoli di una grande casa di origine inglese, in Italia.
Analoga situazione si presentò ascoltando un amplificatore di una delle più famose fabbriche americane; si rimase perplessi per la qualità addirittura scadente della riproduzione, né si seppe confutare le espressioni poco lusinghiere di un acquirente potenziale, che si allontanò disgustato. Si trattava evidentemente di un amplificatore di scarto, introdotto, non si sa come, nel mercato; probabilmente sarà stato l'unico esemplare in simili condizioni.
Concludiamo con l'affermare che il cambiadischi LESA in oggetto deve essere meritatamente posto sullo stesso piano dei migliori cambiadischi della sua classe. (*a. f.*)

La rivoluzione dello stato solido

(segue da pag. 49)

apparati per telecomunicazioni (impianti fissi e mobili) con impiego totale dello " stato solido " e pertanto privi assolutamente di tubi elettronici. Si tratta di trasmettitori anche a frequenze elevatissime (sino ai 10.000 MHz), ripetitori, ponti radio, ecc. sino ad ieri dominio incontrastato del tubo elettronico.

Si è schiusa la nuova era dello " stato solido." " Sic transit "...

A

0406 – ***Sigg. G. Cardoni – Livorno; M. Aggio – Avezzano; M. Mazzucchi – Roma***

D. Si chiedono quali schemi relativi il materiale surplus siano stati pubblicati sulla *Antenna* a tutto l'anno 1961. Inoltre si richiedono gli schemi degli apparecchi APN4 e ARC3.

R. Ecco l'elenco del materiale del surplus del quale abbiamo pubblicato i relativi schemi a tutto il 1961.
Cercamine SCR625-2/1959. Ricevitore inglese TR1143-5/1959 e 8/1959. Rice-trasmettitore ZC1-MKII - 10/1959. Trasmettitore 3MKII 12/1959. Ricevitore 3MKII - 1/1960. SCR543 trasmettitore e modulatore 11/1960. SCR522 (ricevitore BC624) - 9/1960. SCR522 (542) trasmettitore BC625 - 3/1960. HRO, HRO-M, HRO-MX - 12/1960. SCR543 (ricevitore 669) - 6/1960. Ricevitore BC946B (simile al ricevitore ARC5) - 10/1960. Modifiche da apportare al complesso SCR522 (BC625-BC624) per adattarlo alla gamma di radio-amatori dei 144 MHz - 3/1961 e 4/1961. Ricevitore italiano OC9 - 5/1961. Ricevitore italiano OC7 - 7/1961. Hammarlund SP400X - 7/1961. Ricevitore ARB - 8/1961. RA10DB - 10/1961. Il ricevitore SX28 è stato descritto nel 9/1958.
Per quanto si riferisce alla pubblicazione degli schemi relativi il materiale del surplus naturalmente dobbiamo dare la precedenza a quelli la cui richiesta è maggiore. Ad ogni modo speriamo di pubblicare alquanto presto gli schemi relativi i complessi APN-4 e ARC-3.

(*P. Soati*)

0407 – ***Richiedenti diversi.***

D. Si richiede lo schema dell'apparecchio del surplus *WS*18 (18MKI).

R. Si tratta della versione inglese di un noto apparecchio del tipo *Walkie-Talkie* americano. Di esso si hanno diverse versioni note con le sigle 68R, 68T, 18MKI, funzionante solo in fonia, 18MKI, simile al primo salvo qualche variante al circuito, 18MKIII funzionante in telegrafia e fonia. La banda coperta è compresa fra i 6 ed i 9 MHz e quindi può essere sfruttata dai radio-amatori per farne uso in banda 7 MHz (i tipi 68 coprono la gamma 3-5,2 MHz e quindi sono utilizzabili per gamma degli 80 metri). Non disponendo dello schema completo riportiamo in figura 1 quello relativo il circuito a radiofrequenza e cambiamento di frequenza, del tipo 68 (18MKIII). In figura 2 è visibile il circuito di antenna ad accordo variabile, che consente l'uso del complesso con antenne di differenti dimensioni, ed infine la figura 3 rappresenta lo schema relativo il circuito pilota VFO o a cristallo.
Il ricevitore è costituito da un supereterodina a quattro valvole con uno stadio a radiofrequenza, un oscillatore convertitore, un amplificatore di media frequenza a 465 kHz. L'ultimo tubo assolve alle funzioni di rivelatore, amplificatore di bassa frequenza, generatore di tensione CAV e BFO. La banda passante è di 7 kHz.
Il trasmettitore è composto da un VFO ad un solo tubo, oscillante sulla frequenza fondamentale, e da un *PA*. La modulazione del microfono è applicata direttamente al circuito del *PA*. La tensione di alimentazione dei filamenti, a 2 V, è regolabile tramite i comandi *R* e *S* (figura 4). Tutte le tensioni fanno capo alla presa *P* nel seguente modo: Polarizzazione — 12 V, AT 160 V (rosso + giallo —) Filamenti 3 V (+ verde, — blue). L'alta tensione normalmente è prelevata da

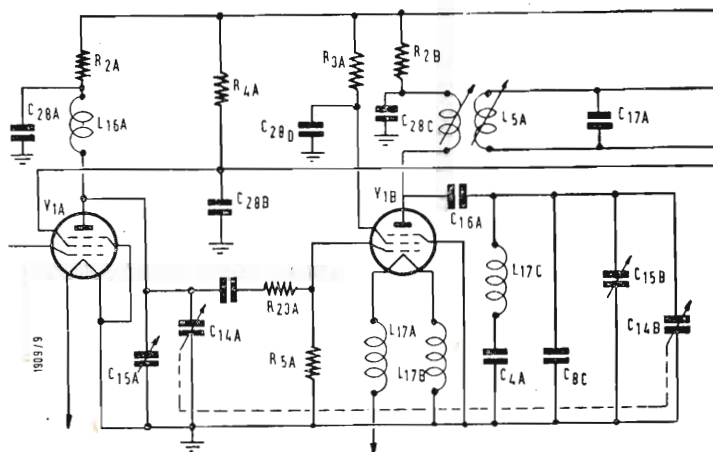



Fig. 1/0407

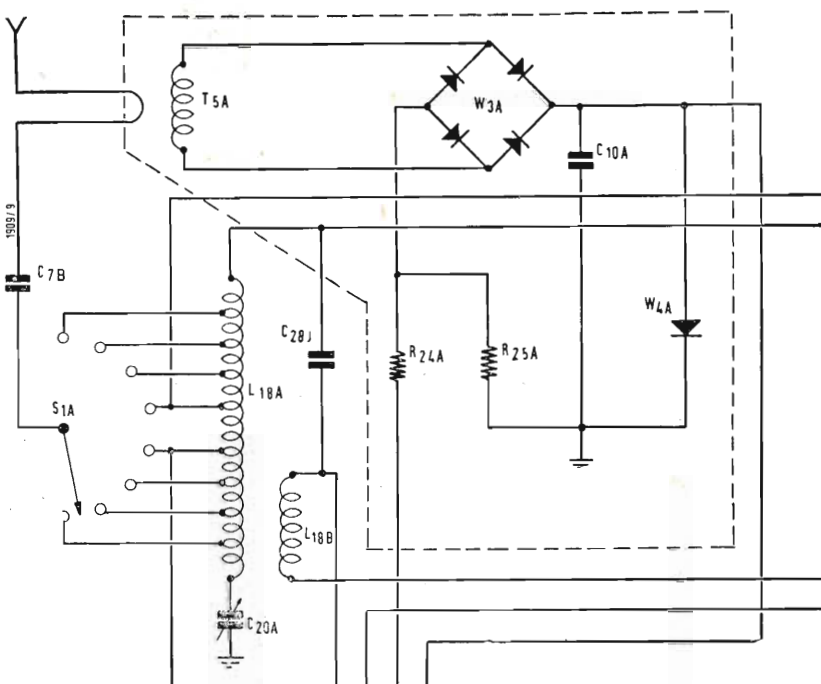



Fig. 2/0407

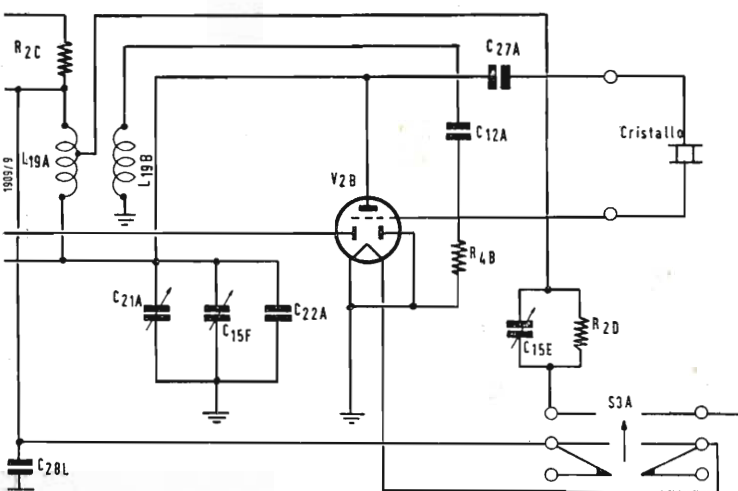



Fig. 3/0407

una batteria di pile ma evidentemente è più conveniente costruire un convertitore a transistori capace di erogare la tensione richiesta, tenendo presente che il consumo in trasmissione è di circa 20 mA ed in ricezione di 15 mA.

(*P. Soati*)

0408 – *Sig. C. Pasquali – Trento.*

D. Si pongono diversi quesiti. Il primo al quale rispondiamo, riguarda l'uso di un voltmetro elettronico per la messa a punto di un bug.

R. Effettivamente le istruzioni relative il bug a memoria, al quale fa riferimento, affermano che è necessario l'uso di un voltmetro avente una impedenza di ingresso di almeno 30 MΩ. Dato che lei evidentemente ha una certa esperienza in fatto di montaggi, ed avendo già iniziata la costruzione dell'apparecchio in questione, penso che potrà tentare una messa a punto con il voltmetro elettronico in suo possesso senza incontrare eccessive difficoltà.
In Italia diverse case costruttrici forniscono strumenti aventi le caratteristiche da lei richieste come ad esempio la Bellotti, l'UNA. La EICO, rappresentata dalla GBC, fornisce, anche in scatola di montaggio, un voltmetro elettronico avente una impedenza d'ingresso di 25 MΩ.

(*P. Soati*)

0409 – *Sig. L. Venir – Udine.*

D. È richiesta la pubblicazione dello schema di un convertitore adatto alla ricezione delle onde corte nelle gamme dei 20, 15 e 10 metri.

R. In figura 1 è visibile lo schema di un interessante convertitore adatto ad essere accoppiato a qualsiasi ricevitore ad onda media (meglio se di tipo professionale). Infatti la ricezione avviene sulla gamma delle onde medie e su frequenze superiori ai 1000 kHz.
Il cambiamento di frequenza si ottiene con dei cristalli, secondo le seguenti modalità:
Gamma dei 20 *metri*. Cristallo X_1 = 4250 kHz funzionante sulla terza armonica e precisamente sulla frequenza di 12750 kHz. Di conseguenza il valore della frequenza intermedia varia da 1250 a 1600 kHz. (Ciò permette la ricezione delle stazioni compresa fra 14000 e 14350 kHz).
Banda dei 15 *metri*. Cristallo X_2 = 7550 kHz, che tramite l'accordo di L_8 lavora sulla terza armonica di 22650 kHz, con una frequenza intermedia variabile da 1200 a 1650 kHz.
Gamma dei 10 *metri*. Si vale del cristallo X_2 la cui quarta armonica cade su 30.200 kHz, con la frequenza intermedia variabile di 1000 a 1600 kHz per la gamma 28.600 — 29.200 kHz, e tramite il cristallo X_4, avente la frequenza di 7400 kHz, con quarta armonica a 29.600 kHz, con frequenza intermedia variabile da 1000 a 1600 kHz, per la gamma compresa fra i 28.000 ed i 28.600 kHz. Naturalmente usando dei cristalli aventi frequenza leggermente diversa si possono superare i limiti estremi di queste gamme.
Il valore dei componenti è stato riportato direttamente sullo schema. I dati relativi le bobine sono i seguenti:
Filo da usare del tipo smaltato da 4/10 per tutti gli avvolgimenti. L_1 = diametro 6 millimetri, 42 spire unite. Accoppiamento stretto dal lato freddo con cinque spire. L_2 = diametro 6 millimetri, 25 spire unite. Accoppiamento stretto dal lato freddo con quattro spire. L_3 = diametro 6 millimetri. 18 spire unite. Accoppiamento stretto dal lato freddo con tre spire.
L_4 = diametro 6 millimetri. 40 spire unite

Fig. 4/0407

Fig. 5/0407

Fig. 6/0407

Fig. 1/0409

L_5 = diametro 6 mmillimetri. 23 spire unite.
L_6 = diametro 6 millimetri. 16 spire unite.
L_7 = diametro 10 millimetri. 15 spire unite.
L_8 = diametro 10 millimetri. 20 spire unite.
L_9 = diametro 10 millimetri. 37 spire unite.
Ogni bobina può essere accordata, tramite un grid dip, sulla frequenza di risonanza, la qualcosa consente di ottenere una taratura perfetta. Ecco i relativi valori.
L_1 = 14100 kHz; L_2 = 21150 kHz; L_3 = 28400 kHz; L_4 = 14200 kHz; L_5 = 21250 kHz; L_6 = 28600 kHz; L_7 = 29900 kHz; L_8 = 22650 kHz; L_9 = 12750 kHz.
Le tensioni di alimentazioni dato il debole consumo, 20 mA a 200 V, possono essere prelevate dal ricevitore stesso.
Prossimamente descriveremo un altro convertitore dello stesso tipo ma a transistori.

(P. Soati)

0410 – ***Sig. A. Prosperi – Roma.***

D. Adattamento di linea per cavi da 62 e 75 Ω.

R. Se l'impianto è destinato ad una sola frequenza potrebbe usare il sistema di adattamento in quarto d'onda, ma d'altra parte, data la limitata differenza d'impedenza fra i due cavetti, non vale la pena di eseguire la sezione richiesta. Infatti, come potrà constatare dai vari cataloghi dei grossisti di materiale radio, i traslatori ed altri dispositivi relativi le VHF/UHF sono predisposti per entrata od uscita unica a 62/75 Ω. Lo stesso discorso vale per la piattina da 240 e 300 Ω.

(P. Soati)

0411 – ***Sig. R. Secci – Firenze.***

D. Si chiede lo schema dell'apparecchio R107 o l'eventuale numero del *l'antenna* sul quale esso è stato pubblicato.

R. La descrizione del suddetto ricevitore è stata effettuata alcuni anni or sono e il numero de *l'antenna* che la contiene è completamente esaurito.
Se riceveremo in proposito altre richieste faremo del nostro meglio per pubblicare nuovamente lo schema in questione.

(P. Soati)

0412 – ***Sigg. G. Sester, – Milano; D. Oliviero – Palermo; L. Giussani – Fara Adda; E. Urso – Brindisi.***

D. Quesiti diversi.

R. *a*) Lo schema relativo il *radio compass unit* BC433, apparecchio del surplus americano della Bendix Radio, non è ancora stato pubblicato, sulla rivista. Attualmente la sua richiesta è unica, quindi per ragioni economiche non ci è possibile darle evasione. In caso ci pervengano altre richieste faremo il possibile di accontentarla.
b) Dalla *Regency* non ci è stato possibile procurarle lo schema richiesto anche perchè la sigla fornitaci probabilmente è errata.
c) L'articolo al quale fa riferimento è una rielaborazione di una notizia commerciale pervenutaci dal normale servizio stampa. Purtroppo non ci è possibile dare ulteriori informazioni circa il funzionamento dell'apparecchio descritto nell'articolo stesso. Maggiori chiarimenti probabilmente potrà averli rivolgendosi direttamente alla casa costruttrice, la The Partlow co., della quale non conosciamo il recapito.
d) Non siamo in possesso degli schemi relativi il complesso radiofonico *Bausteinserie.* Provi a chiederli direttamente alla Grundig la quale, essendone in possesso, non mancherà di inviargliene una copia.

(P. Soati)

Elemento circ.	simbolo	TENS. LAVORO Volt	TENS. LAVORO simb.	TOLLERANZE %	TOLLERANZE simb.
Condens. a mica	M	50	⧄	± 20	—
" ceramico	C	25	◤	± 10	a
" stiroflex	S	12	◸	± 5	b
" elettrolitico	E	Dissip. resist.		± 2	c
Resist. ad impasto	R	½ W	─▭─	± 1	d
" a filo	R	1 W	─▭▭─	—	—

		AF114	AF115	AF116	AF116	AF116	OC71	075	2xOC74
OM	B	—	—	1,45	0,9	2,15	1,2	1,4	0,075
	E	—	—	1,30	0,78	1,95	1,15	1,3	0,0025
	C	—	—	8,1	7,5	7,8	4,1	8,45	9,25
FM	B	1,45	1,3	1,35	0,85	2	1,1	1,4	0,075
	E	1,15	1,4	1,15	0,75	1,8	1,05	1,3	0,0025
	C	7,7	8	7,6	7	7,3	3,8	8,4	9,2

Schema elettrico del radio ricevitore SIEMENS ELETTRA - Mod. RRT 1421

what's cooking?

RISPOSTA: Micaply, sopra si vede una prova di saldatura per immersione effettuata su un circuito sperimentale fatto di vetro Micaply laminato ossido. Noi immergiamo i circuiti campioni per 20 secondi a 260°C, perchè le norme MIL dicono così.
Successivamente li lasciamo nel bagno saldatore per altri 40 secondi, perchè noi diciamo così.
E la sicurezza è notevole? Deve esserlo, altrimenti come potrebbe una fabbrica di un singolo tipo di prodotto, altamente specializzata come la nostra, competere con tanto successo su scala internazionale?
Vi è un tipo di Micaply per soddisfare qualsiasi vostra esigenza.
Noi possiamo mettere a disposizione ogni particolare tipo quando e dove vi occorre, per mezzo di magazzini strategicamente dislocati (sì, ovunque nel mondo).
Il sistema è in azione. Interpellateci.

Rappresentanti per l'Italia:
Radiotecnica Strumenti Telecomunicazioni (RST)
Milano - Via Fontana 18
Mercury (RST) - Via Lombardia 30 - ROMA

Micaply™

THE MICA CORPORATION • 4031 ELENDA STREET
CULVER CITY, CALIFORNIA • UPTON 0-6861

EXPORT SALES: DAGE CORP., 219 E. 44th St., N.Y.C.

Eastern Division: P. O. Box 603, Westfield, N. J. • International: BRUSSELS Bureau des Ingenieurs S. A., Koning & Hartman • COPENHAGEN Ingenierfimaet, A. Fredslund Pedersen • ENGLAND Dage (G. B.) Ltd., Rickmansworth Herts • JOHANNESBURG A. C. Gowlett (Pty.) Ltd. • LISBON Soc. Com. Rualdo Ltda. • MADRID Vivo Vidal & Balasch Ltda. • MELBOURNE Sample Electronics Pty. Ltd. • MILANO Radiotecnica Strumenti, Telecommunicazioni • MUNICH Neumuller & Co. Gmbh. • OSLO Norek Elektro Compani AS • PARIS Spetelec • ROME Mercury/RST • STOCKHOLM Dage Corp. A/B • SYDNEY Sample Electronics Pty. Ltd. • TAPEI Faraday Co. • TEL AVIV Elina Ltd. • THE HAGUE Ingenieursbureau, Koning & Hartman • TOKYO Medix International Corp. • VIENNA Ing. Otfried Rieger

C. BUZZI
LEGNANO

tubi elettronici normali
e speciali - trasmittenti
tubi catodici

✦

SEMICONDUTTORI
merce originale U.S.A.
disponibilità

Via 29 Maggio 5 - Tel. 48.416

MILANO - Via Lorenteggio 255 - Tel. 427650 - 427646

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Soperga 57 - Milano • Tip. Ed. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

incis **simon**
Fabbrica: **Saronno (Varese)**
Uffici: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110
Registratori

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Dei Della Robbia, 76
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

MAGNETI-MARELLI - S.E.R.T.
Fabbrica: **Sesto S. Giovanni (Milano)**
Uffici: **Milano** - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110
Amplificatori - Microfoni - Altoparlanti - Impianti sonori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND **Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A. Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

RAPPRESENTANZE ESTERE

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via Cornalia, 19
Tel. 667.832 - 652.966
Cavi per AF HACKETHAL • Connettori e componenti per microonde SPINNER • Misuratori di figure di rumore MAGNETIC • Tastiere e pulsantiere SASSE • Altoparlanti ISOPHON • Microfoni SENNHEISER • Componenti TELEFUNKEN NSF • Strumenti di misura NEUBERGER

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano

Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r

Telefono 83.465

Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**

Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano

Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791

SIPREL - Milano

Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano

Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081

Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.

Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano

Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

SIAE - Milano

Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano

Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Telefono 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

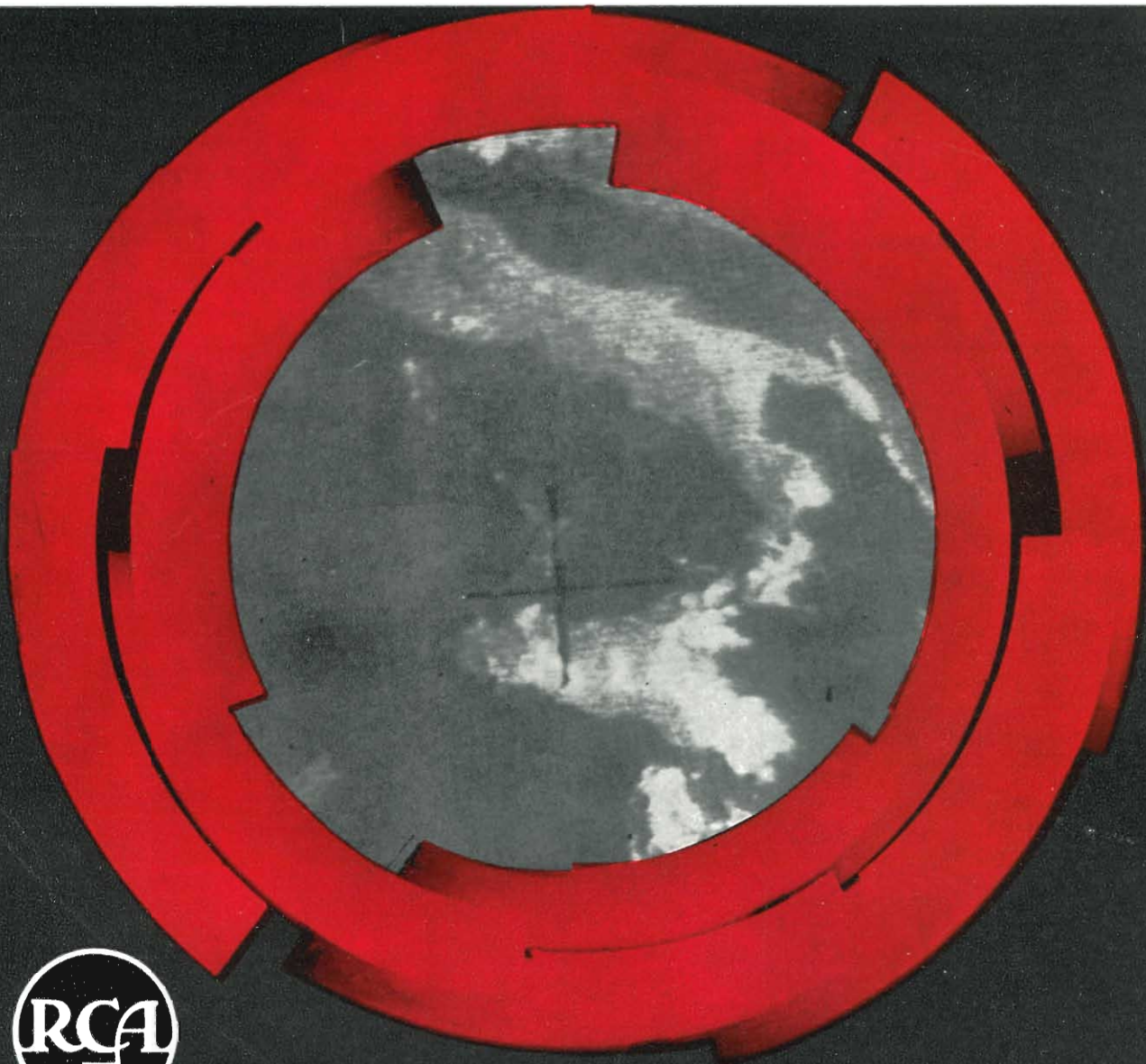
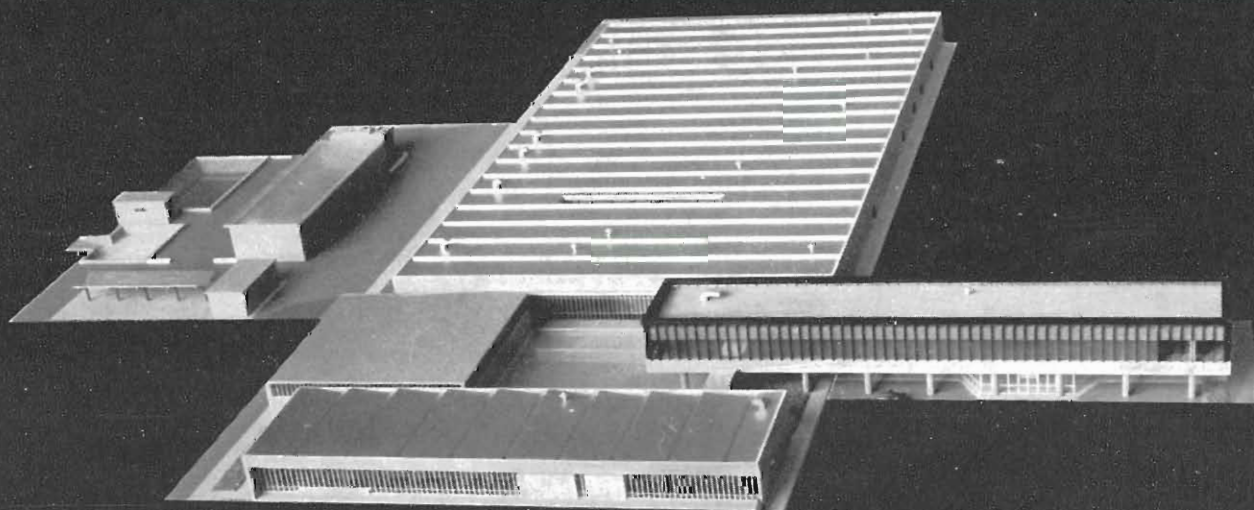
SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

BRION VEGA
Radio Televisione - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

RCA

MARCHIO ® REGISTRATO

La Sicilia fotografata dal satellite artificiale Tiros RCA, meraviglioso risultato della tecnica elettronica della Radio Corporation of America - A Catania, nel moderno stabilimento della ATES, la stessa tecnica guida la produzione dei semiconduttori RCA.

Aziende Tecniche Elettroniche del Sud S.p.A. ATES